SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE (GRUPPO SECONDO)

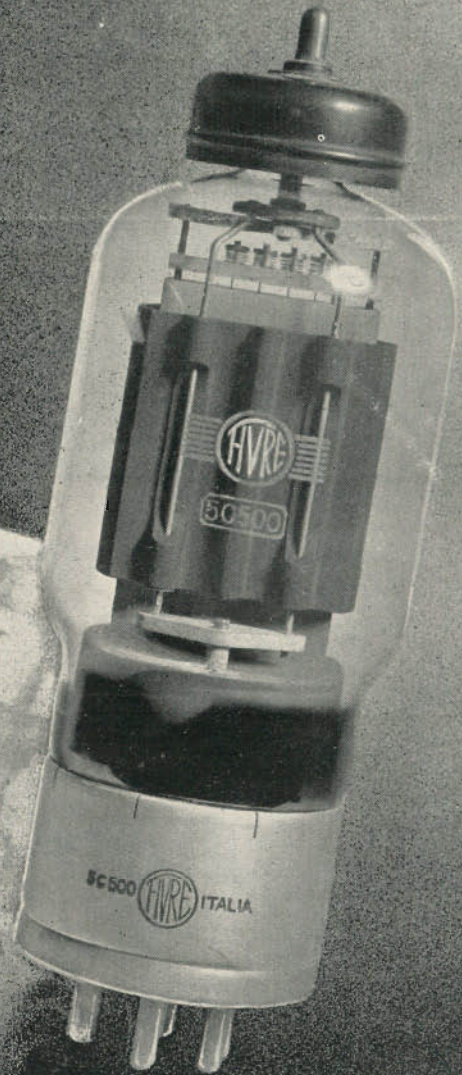
l'antenna LA RADIO

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

N.° 15-16

ANNO XIV
1942 - XX

L. 5.-

Pubblicità - Magneti Marelli -
FIVRE
FIVRE
50500
5C500 FIVRE ITALIA
FIVRE
La valvola
italianissima
che ha affran-
cato il paese
dalla sogge-
zione indus-
triale stranie-
ra.
FIVRE

ANNO XIV - NUMERO 15 e 16 • AGOSTO 1942 - XX

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Abbonamenti: ITALIA, ALBANIA, IMPERO e COLONIE, Anno L. 45 - Semestre L. 24 - ESTERO rispettiv. L. 80 e L. 45

Direzione e Amministrazione: VIA SENATO 24 - MILANO - Tel. 72.908 - C.P.E. 225-438 - Conto Corr. Postale 3/24227

Per vecchia consuetudine in questo mese usciva il fascicolo dedicato alla MOSTRA NAZIONALE DELLA RADIO, che da ben tredici anni aveva luogo a Milano durante i primi giorni del Settembre.

Quest'anno la Mostra non si è fatta: superiori ragioni, a suo tempo rese note, ne hanno vietato il periodico ritorno.

Se ciò può significare un rallentamento nel ritmo della produzione civile, non è però affatto una sosta: noi sappiamo benissimo che nei vari reparti di progetto e di studio si lavora e si lavora seriamente, tenacemente, con il consueto vigore di cui già tante prove hanno dato le nostre attrezzatissime industrie. Anche per la radio si lavora come per tutti quegli altri campi della produzione che, a guerra finita e vinta, dovranno testimoniare al mondo della genialità e della forza delle nostre attrezzature tecniche e siamo sicuri che anche la giovane Industria Radioelettrica non sarà affatto inferiore a quanto la Nazione da lei attende.

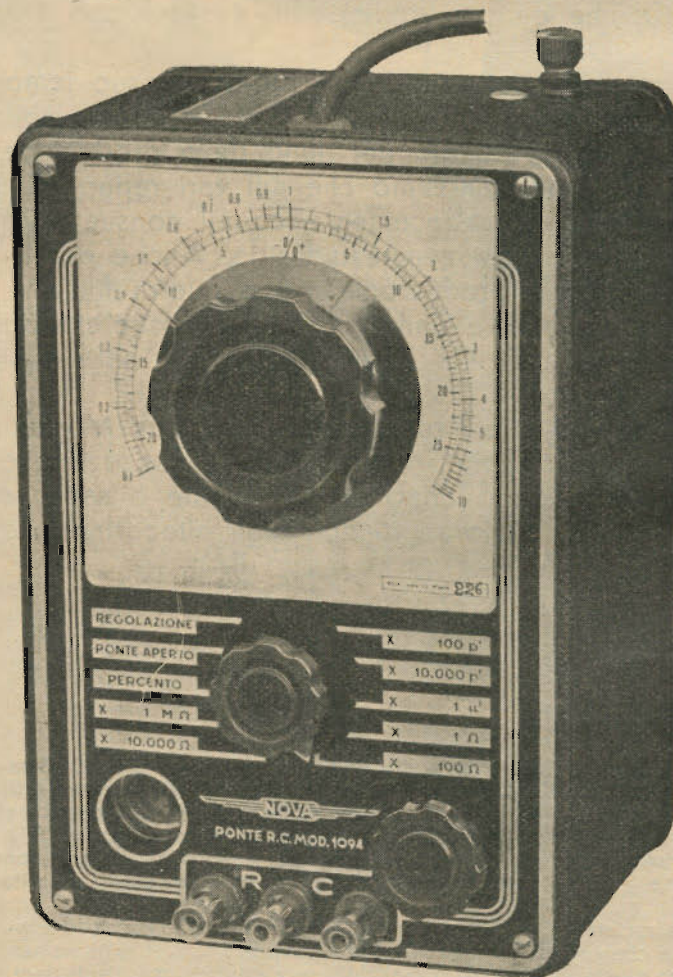
Ci auguriamo ed auspichiamo che l'anno venturo, alla XIV Mostra della Radio, potremo avere la certezza del lavoro compiuto anche durante l'eccezionale periodo bellico, ma se non fosse l'anno venturo, poco importa: importante è saper attendere con fede e con l'apporto di ogni attività, il giorno in cui dagli altoparlanti della nostra Radio uscirà il fatidico grido di " VITTORIA "

l'antenna

Nel prossimo numero pubblicheremo un notevole studio dedicato agli operatori delle Stazioni emittenti, nel quale verrà trattato dello " **Stadio amplificatore di potenza e dei procedimenti di accordo e di messa a punto relativi** " L'Autore, perito Industriale Radiotecnico G. Termini, che ha avuto il piacere di partecipare alla preparazione tecnica di una numerossissima schiera di specialisti della Regia Aeronautica, ai quali dedica tale studio ed altri ne promette, desidera che giunga loro da queste pagine il suo pensiero augurale ed orgoglioso per l'opera stupenda di combattenti, di tecnici e di operatori che essi portano in tutti i cieli esaltando la volontà di vittoria, il sapere e la coscienza dell'Italia in guerra.

La Direzione è ben lieta di associarsi a tali espressioni di augurio e coglie l'occasione per rinnovare a coloro che seguono la Rivista l'assicurazione che tutti gli sforzi sono come sempre diretti al miglioramento del suo contenuto.

Le difficoltà contingenti rendono questa opera quanto mai difficile e costosa, ma niente sarà lasciato di intentato per non venir meno alla aspettativa dei lettori. Sorretti dalla loro fiducia, i nuovi sacrifici saranno affrontati con la certezza che anche in questo campo la parola d'ordine non può essere che una: VINCERE !

SOMMARIO

I PRINCIPI GENERALI DELLA TELEVISIONE

Prof. Rinaldo Sartori

5026/5 Continuazione vedi N. 13-14

Carica di un condensatore per effetto fotoelettrico.

Come preliminare allo studio definitivo dell'iconoscopio consideriamo una cella fotoelettrica, i cui elettrodi siano lasciati isolati (fig. 101). Questi due elettrodi costituiscono in sostanza un condensatore che può essere caricato imprimendo una tensione tra le sue armature (cioè tra il catodo fotoelettrico ed il collettore). Supponiamo pertanto di aver caricato tale condensatore, in modo che, prima di inviare luce sul catodo, il collettore abbia una tensione positiva di qualche volt rispetto al catodo.

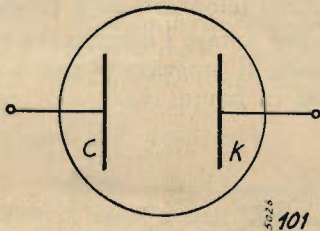



Fig. 101. - *Cella fotoelettrica con gli elettrodi (catodo k e collettore c) isolati.*

In queste condizioni, se illuminiamo il catodo, i fotoelettroni emessi da quest'ultimo vengono attirati dal collettore. Quindi, per effetto dell'emissione fotoelettrica, il catodo viene a perdere elettroni (cariche negative) acquistando in conseguenza una carica positiva, mentre il collettore riceve elettroni caricandosi positivamente. In conseguenza il condensatore formato dai due elettrodi tende a caricarsi in modo da portare il catodo a tensione positiva rispetto al collettore. Questa carica si sovrappone a quella preesistente e, poichè ha senso opposto ad essa, determina un aumento della tensione del catodo (fig. 102). Tale aumento continua fino ad annullare la tensione tra catodo e collettore ed a farla successivamente diventare positiva.

Da questo momento la tensione tra catodo e collettore, essendo positiva, tende a frenare i fotoelettroni nel loro movimento verso il collettore. Questi però continueranno a giungere al collettore fino a tanto che la detta tensione rimane inferiore alla loro energia espressa in volt. Quando la tensione ha raggiunto un valore uguale a questa energia, il processo di carica ha termine, perchè nessun fotoelettrone può più raggiungere il collettore; quindi da questo momento tutti i fotoelettroni emessi dal catodo sono ricacciati indietro verso di esso.

Dunque, se si illumina il catodo con luce di un solo determinato colore (e quindi composta di radiazioni di una sola determinata frequenza) e si lascia che il processo si svolga fino al suo esaurimento, il catodo si porta da una tensione positiva rispetto al collettore, il cui valore dipende unicamente dall'energia dei fotoeletroni, cioè dalla frequenza della luce incidente e non dalla sua intensità.

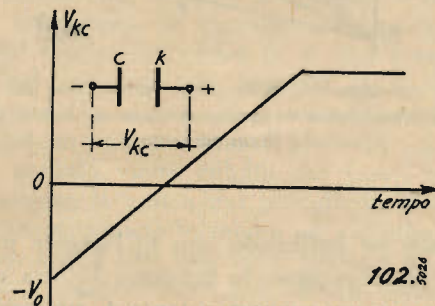



Fig. 102. - *Andamento della tensione fra catodo e collettore di una cella fotoelettrica preventivamente caricata e con gli elettrodi isolati.*

Un tale dispositivo può allora servire a determinare l'energia dei fotoelettroni corrispondente ai diversi colori della luce incidente, ma non è utilizzabile in pratica per fare della televisione. Esso può invece essere utilizzato in varie applicazioni per effettuare una cernita dei colori (analisi colorimetrica e simili).

Vediamo allora di esaminare, non le condizioni finali di carica, ma il processo con cui esse vengono raggiunte. In sostanza nello spazio tra il catodo ed il collettore si ha, durante l'illuminazione e prima dell'esaurimento della carica, un passaggio di corrente, la cui intensità I_f dipende dalla frequenza e dall'intensità della luce e dalla natura e dalla forma geometrica della cella. Per una data cella e per un determinato colore il valore della corrente I_f si può ritenere proporzionale all'illuminamento del catodo. La carica elettrica che viene trasportata da questa corrente durante un intervallo di tempo di durata Δt è evidentemente data dal prodotto $I_f \cdot \Delta t$ dell'intensità della corrente per la durata dell'intervallo di tempo. Questa carica è quella che

viene trasportata dai fotoelettroni e che, perduta da un elettrodo ed acquistata dall'altro, determina l'aumento della tensione del catodo. Se C_{kc} è la capacità del condensatore formato dal collettore e dal catodo, si ha che durante l'intervallo di tempo Δt la tensione del catodo verso il collettore aumenta di

$$\Delta V_{kc} = \frac{1}{C_{kc}} I_f \cdot \Delta t .$$

Pertanto, chiamando $- V_0$ il valore (negativo) che ha questa tensione prima che il catodo venga

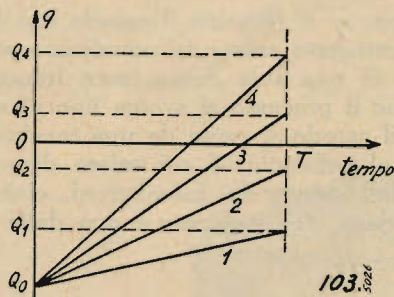



Fig. 103. - *Andamento della carica fotoelettrica del catodo di una cella fotoelettrica in corrispondenza di diversi valori dell'illuminamento.*

illuminato ed indicando con t_0 l'istante in cui ha inizio l'illuminazione, la tensione V_{kc} tra catodo e collettore in un generico istante t, successiva a t_0 ma precedente all'istante in cui termina il processo di carica, ha il valore seguente:

$$V_{kc} = - V_0 + \frac{1}{C_{kc}} I_f (t - t_0) .$$

Cioè la tensione tra il catodo ed il collettore, quando il catodo sia illuminato con luce di una data frequenza e di una data intensità, cresce proporzionalmente alla durata dell'illuminazione (fino

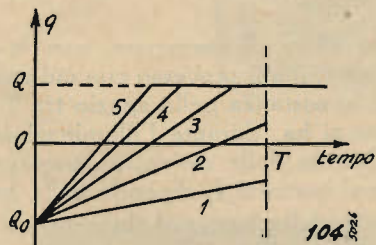



Fig. 104. - *Carica fotoelettrica del catodo di una cella nel caso in cui l'illuminamento sia così forte da provocare la saturazione della carica.*

a che non si raggiunge il valore di saturazione) ed al valore dell'illuminamento del catodo. In altre parole, per una data cella e per una data composizione di colori della luce incidente sul catodo, si determina un aumento della tensione tra il catodo ed il collettore, il quale è proporzionale alla durata dell'illuminazione ed all'illuminamento.

Supponiamo ora di eseguire l'illuminazione per un intervallo di tempo di durata prestabilita T, dopo il quale si interrompe la luce o si arresta il processo di carica, riportando il catodo alle condizioni iniziali, in cui la sua tensione rispetto al collettore è $- V_0$. In queste condizioni la carica massima che si aggiunge al catodo è sempre $I_f T$ e l'aumento della sua tensione è $I_f T / C_{kc}$. Essendo T costante e prefissato ed essendo I_f proporzionale all'illuminamento, carica fotoelettrica $I_f T$ ed aumento fotoelettrico della tensione $I_f T / C_{kc}$ risultano proporzionali allo stesso illuminamento.

Vediamo il fenomeno più da vicino, dato che esso è di fondamentale importanza nella televisione. Supponiamo dapprima di illuminare il catodo con luce di determinata lunghezza d'onda (colore) e di ripetere l'esperienza con diverse intensità di luce (illuminamento), partendo ogni volta dalle stesse condizioni (cioè catodo a tensione $- V_0$) e facendo sempre durare l'illuminazione per un tempo T prefissato. Il processo di carica del catodo è rappresentato in figura 103.

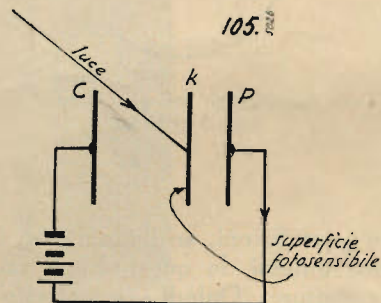



Fig. 105. - *Cella fotoelettrica corrispondente ad un granulo del mosaico di un iconoscopio.*

Partendo dal valore

$$Q_0 = - C_{kc} V_0$$

la carica q del catodo cresce, per un dato illuminamento, seguendo ad esempio la curva 1. Alla fine del tempo T la carica ha raggiunto il valore Q_1, con un aumento $Q_1 - Q_0$; la pendenza della retta 1, cioè il rapporto $(Q_1 - Q_0)/T$, è uguale alla corrente fotoelettrica I_f che si produce in queste condizioni. Se ora ripetiamo l'esperienza con la stessa lunghezza d'onda, ma con illuminamento doppio, la corrente fotoelettrica avrà valore doppio di quello relativa all'esperienza precedente e quindi la retta che rappresenta l'andamento della carica (retta 2) avrà pure pendenza doppia; ne segue che l'aumento di carica $Q_2 - Q_0$ dopo lo

stesso tempo T sarà doppio di quello $Q_1 - Q_0$ dell'esperienza precedente. E così via.

Dunque, a parità di colore ed a parità di durata dell'illuminazione, la carica fotoelettrica aggiunta al catodo è proporzionale all'illuminamento. Sempre naturalmente finchè non si raggiunge la saturazione del processo di carica, cioè finchè gli illuminamenti sono limitati a quei valori per cui nell'intervallo di tempo T non si raggiunge la tensione uguale all'energia degli elettroni emessi dal catodo. Chè se si spingesse l'illuminamento fino a valori tali da produrre l'esaurimento del processo di carica prima della fine del tempo T, non si avrebbe più alcun mezzo per distinguere luci di diversa intensità (fig. 104). Si produce cioè nella cella fotoelettrica un fenomeno analogo a quello dell'abbagliamento dell'occhio: tutti i colori e le sfumature si confondono in un bianco uniforme.

Supponiamo ora di mantenere costante l'intensità della luce e variamo la lunghezza d'onda (colore). Si otterranno ancora nei diversi casi diverse rette di carica, diversamene inclinate. Ma l'inclinazione delle rette, e quindi l'aumento finale di carica, non è ora proporzionale alla lunghezza di onda, bensì dipende da questa secondo una legge complessa rappresentata dalla curva di sensibilità della cella (fig. 100). Infatti si ricordi che la detta pendenza delle rette di carica non è altro che la corrente fotoelettrica I_f della cella.

Combinando insieme i due risultati si conclude che, illuminando il catodo con luce composta, se l'illuminazione (od il suo effetto) è limitata ad una quella dell'occhio umano, la carica è proporzionale all'illuminamento e dipende dalla composizione coloristica della luce secondo la legge rappresentata dalla curva di sensibilità della cella in esame. In particolare se la curva di sensibilità è uguale a quella dell'occhio umano, la carica è proporzionale alla sensazione luminosa che si otterrebbe mandando la luce nell'occhio umano.

Naturalmente le cose non variano se, invece del sistema della figura 101, si prende in esame il sistema della figura 105. In questo caso la tensione del collettore C rispetto alla piastra P è vincolata al valore imposto dalla batteria. Quando il catodo K è illuminato, si produce una fuga di elettroni verso il collettore, se la parte sensibile e l'illuminazione sono disposte sulla faccia del catodo che guarda il collettore. In conseguenza il catodo si porta ad una tensione positiva tanto rispetto al collettore quanto rispetto alla piastra. La carica convogliata dagli elettroni fotoelettrici è sempre quella determinata in precedenza per il caso della figura 101; soltanto che durante la carica si manifesta in questo caso nel circuito della batteria una corrente di valore uguale alla corrente fotoelettrica I_f, la quale convoglia sulla piastra una carica negativa uguale a quella sottratta al catodo dall'emissione fotoelettrica, ossia le sottrae una carica positiva di ugual valore. La corrente nel circuito esterno, determinata dall'emissione fotoelettrica del catodo verso il collettore, è quindi diretta dalla piastra verso il collettore, come è indicato dalla freccia della figura 105.

Formazioni dell'immagine elettrica sul mosaico dell'iconoscopio.

Siamo ora in grado di riprendere definitivamente in esame il mosaico dell'iconoscopio. Ricordiamo che esso è in sostanza costituito da una moltitudine di granuli, tra loro isolati, i quali, oltre che capaci di un'attiva emissione secondaria, sono anche caratterizzati da una molto attiva emissione fotoelettrica (che naturalmente si produce soltanto se il mosaico è illuminato) con sensibilità molto prossima a quella dell'occhio. In sostanza quindi il mosaico rappresenta un insieme di celle fotoelettriche, le quali hanno catodi distinti (costituiti dai singoli granuli) ed hanno il collettore in comune (costituito dal collettore dell'iconoscopio).

Ricordiamo che, quando il mosaico non è illuminato, il processo di esplorazione compiuto per opera del fascio elettronico fa sì che i granuli si portino ad una tensione negativa $-V_0$ rispetto al collettore. Questa tensione viene bruscamente portata ad un valore costante positivo, ogni volta che un granulo viene colpito dal fascio esploratore. Pertanto la carica dei granuli, in assenza di illuminazione, rimane in media ad un valore negativo fisso, fino a che non viene portata ad un valore positivo determinato per effetto dell'emissione secondaria provocata dal passaggio su di essi del fascio esploratore.

Se ora si manda luce sul mosaico, mettendo a fuoco su di esso l'immagine da trasmettere (come se si trattasse della lastra di una macchina fotografica), ogni granulo si carica per effetto fotoelettrico, partendo dalla tensione $-V_0$. Il processo di carica viene interrotto ogni volta che ripassa il fascio esploratore, cioè dura il tempo impiegato per l'esplorazione di un'intera immagine.

In conseguenza durante l'esplorazione su ogni granulo del mosaico si localizza una carica fotoelettrica, che è proporzionale all'illuminazione del granulo stesso. L'insieme di tutte le cariche fotoelettriche dei granuli del mosaico, distribuite sull'intera superficie del mosaico con legge che dipende dalla distribuzione dell'illuminamento sull'immagine ottica della scena da trasmettere, costituisce quella che si chiama l'*immagine elettrica* della scena da trasmettere. Essa ha la caratteristica che in ogni punto del mosaico la carica fotoelettrica è proporzionale all'illuminamento del punto stesso. Quindi un occhio che potesse vedere le cariche elettriche, vedrebbe sul mosaico due figure uguali: quella ottica, ottenuta proiettando l'immagine luminosa della scena da trasmettere, e quella elettrica, ottenuta per effetto dell'emissione fotoelettrica determinata dalla prima.

(Continua).

TEORIA DEI TUBI DI REATTANZA E LORO APPLICAZIONE

2466/4

G. Termini, per. ind. rad.

Nella trasmissione con modulazione di frequenza, il compito del generatore non è soltanto quello di erogare una corrente alternata la cui pulsazione rappresenta il valore della frequenza portante di trasmissione; esso deve essere in grado di effettuare la variazione di frequenza della corrente erogata, per cui lo stadio, che è comandato dalla grandezza di uscita del modulatore, assume veramente il carattere di circuito pilota dell'intero complesso. All'atto pratico si può pervenire a ciò con due procedimenti, in uno dei quali il modulatore agisce direttamente sulla frequenza di funzionamento del generatore pilota, mentre nell'altro si ha inizialmente una modulazione di fase che si traduce successivamente in modulazione di frequenza.

Ciò è rispettivamente definito sistema diretto *e* indiretto *di modulazione.*

La modulazione diretta di frequenza è realizzata con i tubi di reattanza, nei quali, per le particolari disposizione di circuito adottate il comportamento del tubo è da riguardarsi equivalente a una reattanza, di carattere induttivo o capacitivo, con la quale si modifica la frequenza di funzionamento del generatore pilota.

I principi di funzionamento e le leggi relative ai tubi di reattanza sono riportate nello studio che segue.

Per lo studio analitico del comportamento di un tubo a reattanza variabile, giova l'impiego dello schema di principio riportato in fig. 1-a, nel quale, accettando le convenzioni normalmente adottate, supporremmo che le correnti assumano nel circuito esterno il senso catodo-placca. Indicando quindi con V_a la differenza di potenziale alternativa che è presente ai capi del circuito di carico, introducendo l'operatore j, la corrente I_r che percorre il circuito costituito dalla resistenza R e dalla capacità C, è evidentemente espressa dalla relazione simbolica:

$$I_r = \frac{V_a}{R - j\dfrac{1}{\omega C}}. \quad (1)$$

Ora si può osservare che se la resistenza R assume un valore notevolmente maggiore della reattanza, capacitiva, risulta $\dfrac{1}{\omega C}$ trascurabile rispetto ad R, per cui con molta approssimazione la corrente I_r può considerarsi in fase con la tensione V_a e la relazione precedente diviene:

$$I_r = \frac{V_a}{R}. \quad (2)$$

La differenza di potenziale V_g ai capi dell'elettrodo di controllo, e cioè agli estremi della capacità C, vale:

$$V_g = -j\frac{I_r}{\omega C}$$

la quale, sostituendo ad I_r l'espressione riportata nella (2) assume la forma:

$$V_g = -j\frac{V_a}{R}\cdot\frac{1}{\omega C} = -j\frac{V_a}{\omega CR}. \quad (3)$$

Da ciò ne segue che la grandezza V_g è *in ritardo di* 90° rispetto a V_a.

D'altra parte, indicando con s la *conduttanza mutua o pendenza della caratteristica mutua del tubo nel piano* v_g, i_a, si ha:

$$s = \frac{d\,i_a}{d\,v_g},$$

per cui, ricorrendo all'ipotesi che la caratteristica assuma un'andamento rettilineo, si deduce subito:

$$I_a = s\,V_g, \quad (4)$$

nella quale sostituendo a V_g l'espressione (3) si ha:

$$I_a = -j\,s\frac{V_a}{\omega C R}. \quad (5)$$

Pertanto, sostituendo al tubo un'induttanza L di valore tale che non produca alcun mutamento nelle

condizioni di funzionamento dell'intero circuito, si perviene al circuito differenziale di fig. 1 b.

Ricordando quindi le considerazioni fatte a suo tempo, potremo scrivere:

$$V_a = j\omega L I_a$$

da cui:

$$I_a = \frac{V_a}{j\omega L} = \frac{j V_a}{j^2 \omega L} = -j \frac{V_a}{\omega L} \qquad (6)$$

ed eguagliando la (5) con la (6) si ottiene:

$$-j s \frac{V_a}{\omega C R} = -j \frac{V_a}{\omega L}$$

Dalla (1) si ha quindi ovviamente:

$$I_r = \frac{V_a}{-j\dfrac{1}{\omega C}} = \frac{V_a\,\omega C}{-j} = j\frac{\omega C V_a}{-j^2} = j\omega C V_a . \qquad (8)$$

Inoltre, analogamente a quanto è stato fatto per il caso precedente, risulta:

$$V_g = I_r R \qquad (9)$$

e, sostituendo in essa al posto di I_r il valore dato dalla (8), la (9) può scriversi sotto la forma:

$$V_g = j\omega C V_a R . \qquad (10)$$

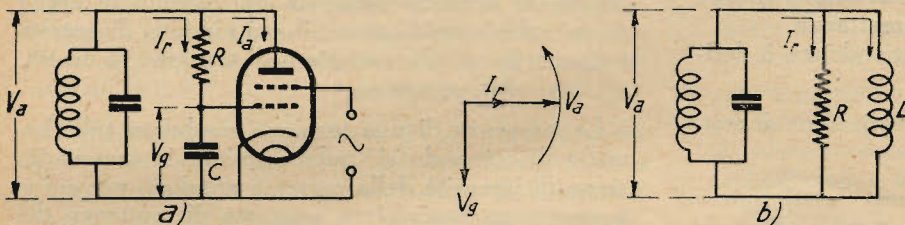



Fig. 1. — *Il comportamento del tubo equivale a quello di una induttanza* $L = \frac{CR}{s}$.

che semplificando diventa:

$$s \frac{1}{RC} = \frac{1}{L}$$

ossia

$$L = \frac{RC}{s} . \qquad (7)$$

Si può così concludere che *il tubo è da riguardarsi equivalente ad un'induttanza* il cui valore dipende dal valore della conduttanza mutua s di funzionamento del tubo.

Ricorrendo anche qui all'ipotesi di linearità della caratteristica nel piano v_g, i_a, si ha come nel caso precedente:

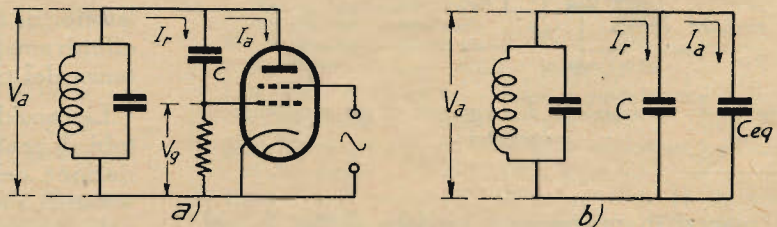
$$I_a = s V_g$$

e sostituendo a V_g l'espressione (10) si ottiene:

$$I_a = j\omega C V_a R S . \qquad (11)$$

dalla quale

$$V_a = \frac{I_a}{j\omega C R S} . \qquad (12)$$

Fig. 2. — *Il comportamento del tubo equivale a quello di una capacità* Ceq = CRS.

E' interessante esaminare il comportamento del tubo invertendo fra loro gli elementi del gruppo R, C (fig. 2 a); si può in tal caso dimostrare che, agli effetti del funzionamento il tubo equivale ad una capacità il cui valore risulta ancora espresso in funzione della conduttanza mutua.

Per verificare ciò è necessario affidare alla capacità C una reattanza notevolmente superiore al valore della resistenza R, in modo che questa risulti trascurabile rispetto a $\frac{1}{\omega C}$.

D'altra parte se si sostituisce al tubo una capacità di valore tale da non introdurre alcun mutamento nelle condizioni di funzionamento del circuito, si perviene evidentemente al circuito equivalente fig. 2 b. Indicando quindi questa capacità con C_{eq}, per le considerazioni svolte risulta:

$$V_a = \frac{I_a}{\omega C_{eq}} . \qquad (13)$$

Eguagliando fra loro le espressioni (12 e (13) si ottiene:

$$\frac{I_a}{j\omega C R S} = \frac{I_a}{\omega C_{eq}}$$

ossia semplificando :

$$\frac{1}{C\,R\,S} = \frac{1}{C_{eq}},$$

da cui

$$C_{eq} = C\,R\,S\,.$$

Da ciò ne segue che in tal caso il tubo può ritenersi equivalente a una capacità, il cui valore è direttamente proporzionale alla conduttanza mutua S del tubo.

Possiamo dunque dire che, in ambo i casi, una variazione di *conduttanza mutua* o *pendenza s* del tubo (*s, dal tedesco steilheit*), si traduce in una variazione di reattanza, per cui affidando ad un elettrodo del tubo la tensione di modulazione si ottiene una corrispondente variazione di reattanza.

E' importante osservare che la pendenza è definita dal rapporto $\frac{\Delta I_a}{\Delta V_g}$, e che la variazione di reattanza non dipende dalla pulsazione, bensì unicamente dall'ampiezza della fondamentale di eccitazione.

E' quindi possibile comprendere come può praticamente procedersi per ottenere una variazione della frequenza di funzionamento di un generatore pilota.

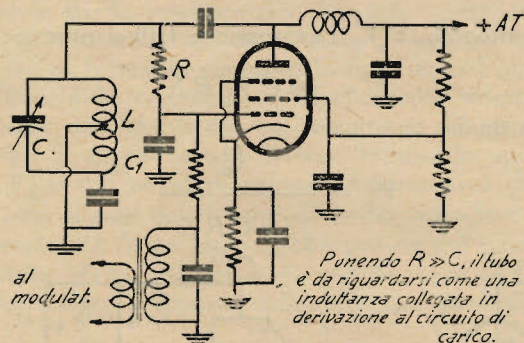



Fig. 3. — *Modulazione di frequenza di un generatore autoeccitato.*

Si osservi in proposito il circuito di fig. 3, nel quale il tubo a reattanza variabile ha il compito di comandare la pulsazione di funzionamento del circuito di carico (A) di un generatore autoeccitato.

A tale scopo, in parallelo al circuito di carico, son posti in derivazione la resistenza $R1$ e il condensatore $C1$, cosicchè disponendo di una notevole differenza fra i valori di resistenza e di reattanza ($R1 >> C1$), la corrente di transito in tale gruppo è praticamente in fase con la tensione alternativa che è presente ai capi del circuito di carico. La presenza del condensatore $C1$ agisce ovviamente sulla differenza di fase, che può ritenersi di $1/4$ di periodo, fra tensione e corrente.

Il circuito anodico è quindi percorso da una corrente ad alta frequenza in fase con la tensione di eccitazione applicata ai capi dell'elettrodo di controllo; ciò produce un ritardo di $90°$ sulla corrente che attraversa $C1$.

Ne consegue che il tubo è equivalente a una reattanza posta in derivazione sul circuito sintonico. In altri termini per la differenza di fase esistente fra la corrente anodica e la differenza di potenziale ai capi del carico, il comportamento del tubo è quello di una reattanza. Il valore della reattanza che assume carattere induttivo, dipende dall'intensità della corrente anodica e può quindi essere modificato effettuando un mutamento della *conduttanza mutua* del tubo. Per la realizzazione di un dispositivo in grado di effettuare una variazione nel valore della frequenza di funzionamento, è quindi sufficiente applicare all'elettrodo di controllo una tensione a frequenza acustica prelevata dal circuito di uscita di un tubo amplificatore, il cui circuito di entrata è comandato dalle variazioni di tensione di un trasduttore elettroacustico.

La presenza di una tensione modulata sull'elettrodo di comando si traduce quindi in una variazione di intensità della corrente anodica, per cui si sussegue un mutamento continuo di reattanza del tubo che agisce sulla frequenza di funzionamento del circuito di carico del generatore.

E' da notare che le variazioni della tensione di comando applicato devono necessariamente tradursi in una *variazione lineare di pendenza* e quindi di amplificazione, per cui dovranno dimensionarsi in tal senso le tensioni di lavoro del tubo di reattanza che è, essenzialmente, un *amplificatore di classe A*.

Occorre inoltre ricorrere ad accorgimenti atti a far si che la pulsazione di funzionamento dipenda esclusivamente dal rapporto $\frac{L}{C}$ del circuito oscillatorio, di modo che la variazione di frequenza sia effettivamente comandata dalle variazioni di reattanza del tubo.

Le considerazioni riportate sul comportamento dei tubi di reattanza concludono ammettendo una variazione della frequenza di funzionamento del generatore pilota; come termine caratteristico funzionale (funzione) fra la variazione di ampiezza della tensione di comando applicata e la corrispondente variazione di reattanza.

Da ciò segue che il comportamento dei tubi di reattanza può agevolmente esprimersi con un *fattore di dipendenza* fra la causa e l'effetto, nel senso che la variazione della frequenza di funzionamento del generatore è vincolata mutualmente alla variazione di ampiezza della tensione applicata.

Una tale relazione rappresenta un termine caratteristico di comportamento del tubo e si definisce indice di sensibilità del modulatore.

Ciò premesso è da osservare la proporzionalità esistente fra la *deviazione della frequenza di funzionamento* del generatore e il valore dell'*indice di sensibilità*, per cui l'azione di comando del tubo è

tanto più notevole, quanto più è elevata la sensibilità del modulatore.

E' da ammettere, per contro, che una elevata sensibilità è inevitabilmente accompagnata da fenomeni d'instabilità facilmente comprensibili se si osserva l'azione introdotta da variazioni accidentali negli elementi influenti la conduttanza matua del tubo, specie per quanto riguarda le variazioni delle costanti circuitali e delle tensioni di alimentazione.

Il comportamento del tubo è quindi da riguardarsi in relazione a due condizioni reciprocamente incompatibili, se non in via di compromesso, per cui dovrà ottenersi la necessaria linearità di dipendenza fra le variazioni della mutua conduttanza e le corrispondenti variazioni di ampiezza della tensione applicata, limitando la sensibilità del modulatore e quindi la deviazione di frequenza del generatore fino ad ottenere la voluta stabilità di funzionamento.

Il problema di cui sopra è da ritenersi in parte risolto ricorrendo al *tubo 6L7*, del quale è noto l'impiego nei circuiti di conversione di frequenza con generatore separato. Le ragioni sono da ricercarsi nella presenza dell'elettrodo di iniezione che elimina l'inconveniente degli accoppiamenti parassiti e conduce la resistenza anodica di funzionamento e un valore superiore a quello che può ottenersi col pentodo.

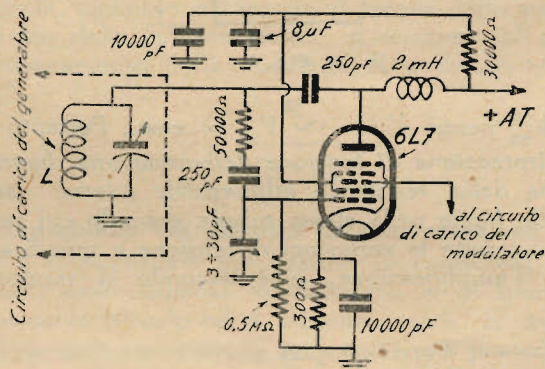



Fig. 4. — *Schema tipico di principio di un generatore modulato.*

La fig. 4 riporta lo schema tipico di una realizzazione del genere. Analogamente a quanto si è detto a suo tempo si può osservare che, per le particolari disposizioni di circuito adottate, il comportamento del tubo è da riguardarsi equivalente a quello di una reattanza in derivazione sul circuito di carico del generatore pilota. Segue che, applicando all'elettrodo d'iniezione la tensione di uscita del modulatore, la conduttanza mutua del tubo è in relazione all'ampiezza della tensione di comando, per cui si verificano corrispondenti variazioni di reattanza.

E' da notare che, per verificare le condizioni di funzionamento di un tubo di reattanza, occorre seguire l'andamento della intensità anodica di corrente mediante un milliamperometro a filo caldo. Si può così effettuare il necessario dimensionamento della tensione di polarizzazione del tubo, osservando la linearità di dipendenza fra le variazioni di corrente e le corrispondenti variazioni di ampiezza della tensione applicata.

Occorre inoltre ricorrere ad accorgimenti diretti ad impedire che intervengano variazioni di conduttanza mutua per effetto di altre cause, quali, ad esempio, per variazione delle tensioni di alimentazione o per le condizioni termiche del tubo (*1*) che non siano quelle inerenti al processo di modulazione.

In conseguenza è conveniente effettuare il collegamento elettrostatico a massa della griglia schermo tanto per la frequenza di funzionamento del generatore (*C4*), quanto per il canale acustico di modulazione (*C3*), (fig. 4).

Si comprende pertanto la necessità di ricorrere inoltre a *dispositivi di stablizzazione delle tensioni di alimentazione*, per quanto ciò costituisca una complicazione non indifferente.

Il medesimo scopo può efficacemente ottenersi adottando particolari disposizioni di circuito, con le quali, le cause che conducono a un mutamento degli elementi influenti il valore di reattanza, vengono ad annullarsi, per le attitudini autoregolatri che si ottengono.

(1) Evidentemente da impu'arsi a variazioni dimensionali degli elettrodi influenti i parametri caratteristici del tubo. Un tale fenomeno non è presente quando il tubo ha raggiunto la sua temperatura di regime.

BIBLIOGRAFIA

C. Travis, *Controllo automatico di frequenza.* - « Procedings of the I.R.E. » ottobre 1935, pag. 1125.

S. Young White, *Progetto di un dispositivo per controllo automatico di frequenza* - « Electronics » settembre 1936, pag. 28.

W. R. David, *Note sui trasmettitori con modulazione di frequenza* - « Comunications » ottobre 1940.

I. R. Weir, *Note sui trasmettitori a modulazione di frequenza* « Comunications » maggio-giugno 1941.

J. R. Carson, *Sulla teoria della modulazione* - « Procedings of the I.R.E. » febbraio 1922, pag. 57.

L'a.b.c. della modulazione di frequenza G. H. Browning, F. J. Gaffney - « Radio Craft » dicembre 1940, pag. 337.

REAZIONE IN CONTROFASE O CONTROREAZIONE

2453/17 (Continuazione vedi N. 13-14)

Ing. Prof. G. Dilda

Nel fascicolo precedente iniziammo la pubblicazione del presente articolo tratto dal secondo volume di « Radiotecnica » dell'Ing. Prof. G. Dilda.

Tale opera, già nota a molti dei nostri lettori, ha spiccate doti di precisione e di chiarezza nell'esposizione dei fenomeni trattati ed è particolarmente pregevole per la cura meticolosa con la quale, in forma semplice e con ordine logico ed originale, è condotto e sviscerato lo studio della materia con notevoli resultati di efficacia.

Il volume è ampliato in misura sensibile nei confronti della prima edizione e l'articolo che presentiamo forma uno dei capitoli aggiunti.

Pubblicandolo riteniamo far cosa gradita ai nostri lettori.

Vari tipi di controreazione e resistenza interna del circuito di uscita. — La controreazione può essere ottenuta in vario modo. In fig. 1 la tensione che viene opposta a quella d'entrata è una frazione costante b di quella di uscita e in tal caso si dice che abbiano una *controreazione di tensione*. Se invece la tensione di controreazione è raccolta all'estremità di una resistenza costante R percorsa dalla corrente I_u di uscita, come è indicato in figura 5, abbiamo una *controreazione di corrente*. La differenza fra questi due diversi tipi di controreazione è particolarmente manifesta allorchè il carico di uscita non ha carattere puramente ohmico come avviene generalmente giacchè tale carico è costituito dall'altoparlante. In tal caso infatti corrente e tensione cambiano di rapporto e di fase al variare della frequenza.

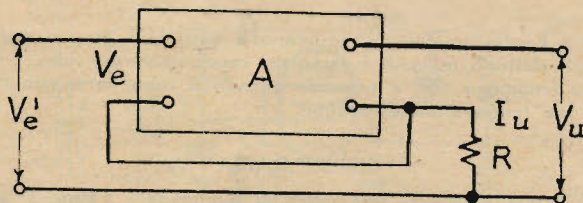



Fig. 5

L'effetto della controreazione in un amplificatore provvisto di controreazione di tensione tende, a parità di tensione d'ingresso, a mantenere costante la tensione di uscita, anche se, al variare della frequenza, varia l'impedenza Z_u del carico. Allora, a notevoli variazioni della corrente di uscita che si manifestano a causa delle variazioni di Z_u dovute al variare della frequenza, corrispondono limitate variazioni della tensione utile. Lo stadio finale può essere schematizzato come in fig. 4 in cui si è indicato con R'_a la resistenza interna equivalente dello stadio allorchè è applicata la controreazione e con V_{uo} la f. e. m. agente nel circuito di uscita (= tensione a vuoto) che dipende dalla tensione d'ingresso. Affinchè in tale circuito succeda che (rimanendo costante V_{uo}) al variare di Z_u possa variare notevolmente I_u mentre rimane quasi costante V_u occorre che R_a' sia molto piccola. Allora infatti la caduta in R_a' è piccola a confronto

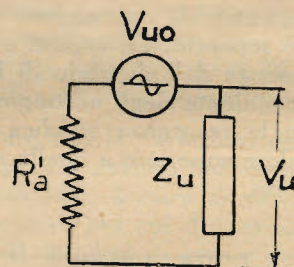



Fig. 6

di V_{uo} perciò $V_u = \sim V_{uo}$ = cost.. Pertanto la *controreazione di tensione determina una diminuzione della resistenza differenziale interna dello stadio finale* nella stessa misura secondo cui vengono ridotte le variazioni di tensione e quindi anche l'amplificazione, cioè secondo il rapporto $\frac{1}{1 + bA}$. Perciò si può scrivere approssimativamente:

controreazione di tensione:

$$R'_a \simeq \frac{R_a}{1 + bA} . \qquad (123)$$

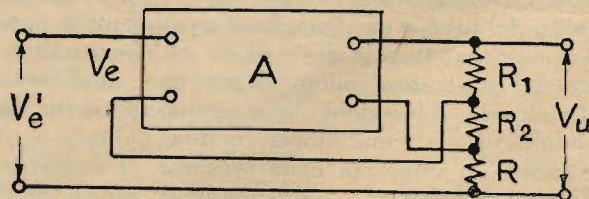



Fig. 7

Invece nel caso della controreazione di corrente l'effetto della controreazione è quello di mante-

nere costante, a parità di tensione d'ingresso, la corrente di uscita anche se, al variare della frequenza, varia l'impedenza di carico. Allora notevoli variazioni della tensione di uscita, che si manifestano (a parità di tensione d'ingresso) a causa delle variazioni di frequenza, sono dovute a limitate **variazioni di corrente utile.** Affinchè in un circuito come quello di fig. 234 succeda che, rimanendo costante V_{uo} (dipendente dalla tensione di ingresso), al variare di Z_u possa variare considerevolmente V_u mentre rimane quasi costante I_u, occorre che R_a' sia molto grande. Pertanto *la controreazione di corrente determina un aumento della resistenza interna dello stadio finale* in misura approssimativamente proporzionale alla diminuzione di amplificazione. Allora possiamo scrivere:

controreazione di corrente:

$$R_a' \simeq (1 + bA)\, R_a. \qquad (124)$$

La *controreazione* può essere anche di *tipo misto* cioè la tensione di controreazione può essere ottenuta in parte lungo una piccola resistenza R percorsa dalla corrente di uscita e perciò proporzionale alla corrente ed in parte su un partitore di tensione e perciò proporzionale alla tensione di uscita. Il circuito di principio è allora quello di fig. 7 e tale tipo di controreazione viene anche chiamata di *potenza.* La resistenza differenziale interna dello stadio finale può risultare, in tal caso, più piccola, uguale o più grande di quella dello stadio privato della controreazione, in relazione al proporzionamento della resistenza R e del partitore

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

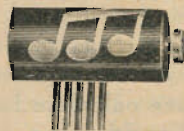
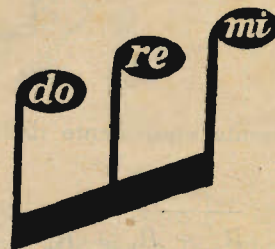
Importanza del circuito di controreazione. — Ogni imperfezione nel circuito di controreazione risulta assai dannosa specialmente se il termine b è molto piccolo ed A è molto grande. E' ovvio infatti che i fenomeni si svolgono come precedentemente descritto solo a condizione che lungo il circuito di controreazione venga trasferita una tensione riproducente perfettamnete l'andamento della tensione (o della corrente) di uscita.

Se invece lungo il circuito di controreazione si manifestano distorsioni, rumorosità od altri inconvenienti, essi possono immaginarsi dovuti ad una tensione nociva avente origine nel circuito di controreazione e pertanto applicata all'ingresso dell'amplificatore. Questa si ritroverà allora nel circuito di uscita amplificata, in definitiva, come ogni altra tensione, A' volte, dove A' è dato dalla (120).

Occorre perciò curare in modo particolare l'attuazione del circuito di reazione impiegando resistenze stabili e sicure il cui valore risulti indipendente dalla frequenza e perciò non presentino effetti induttivi o capacitativi. Bisogna inoltre porre la massima cura nell'evitare ogni induzione su tale circuito.

Talvolta il circuito di controreazione è altresì attuato in modo da ottenere una controreazione variabile al variare della frequenza. E' questo un mezzo talora comodo per modificare o correggere la caratteristica livello-frequenza dell'amplificatore. Infatti se nel circuito di reazione viene aumentata l'attenuazione per una particolare zona di frequenze, per esse la controreazione è minore e di conseguenza l'amplificazione ottenuta maggiore. E' però generalmente opportuno limitarsi ad applicare tale tipo di correzione in casi semplici per avere circuiti di controreazione della massima semplicità e per lo più comprendenti solo resistenze e capacità onde evitare il manifestarsi di tensioni nocive o di altri inconvenienti nel circuito di controreazione stesso.

Le difficoltà che s'incontrano nell'attuare un circuito di controreazione la cui attenuazione sia indipendente dalla frequenza in tutto il campo interessato sono tanto maggiori quanto più elevata è l'attenuazione. Inoltre a parità della tensione nociva che si manifesta nel circuito di controreazione essa è tanto più dannosa quanto più grande è A' cioè, in seguito alla (120'), quanto più piccolo è b.

Tali fatti consigliano di limitare ciascun circuito di controreazione ad uno solo o tutt'al più a due stadi. In al modo per un determinato grado di controreazione (bA) risultando limitato A risulterà più grande b. La controreazione si può peraltro applicare separatamente a ciascuno stadio o gruppo di due stadi cosicchè essa risulti applicata a tutti gli stadi più o meno numerosi di un amplificatore.

Alcuni circuiti facenti uso della controreazione. — Il mezzo più semplice ed economico per applicare la controreazione ad uno stadio consiste nel sopprimere il condensatore volano derivato sulla resistenza catodica. Si ottiene in tal modo una controreazione di corrente. Infatti, come risulta

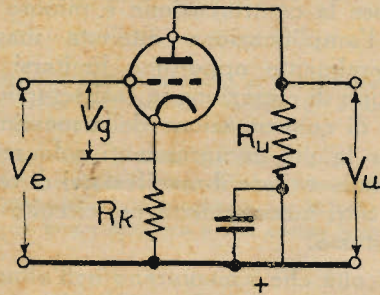



Fig. 8

chiaramente dalla fig. 8, la tensione di controreazione è quella che si stabilisce all'estremità della resistenza catodica R_k Questa è percorsa dalla corrente anodica I_a che coincide con la corrente di uscita che percorre la resistenza di carico R_a. Si ha pertanto ovviamente:

$$V_u = R_u I_a \ , \ I_a = \frac{V_u}{R_u} ;$$

$$V_e = V_g + R_k I_a = V_g + \frac{R_k}{R_u} V_u .$$

Ne consegue che il valore da introdurre nelle formule precedentemente trovate è:

$$b = \frac{R_k}{R_u} . \qquad (125)$$

In questo caso è assai semplice calcolare la resistenza interna dello stadio. Consideriamo infatti

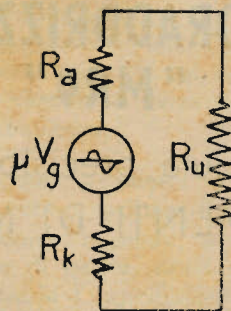



Fig. 9

il circuito equivalente di fig. 9; si ha facilmente:

$$I_a = \frac{\mu V_g}{R_a + R_k + R_u} = \mu \frac{V_e - R_k I_a}{R_a + R_k + R_u} ,$$

da cui:

$$I_a = \frac{\mu V_e}{R_u + R_a + R_k (\mu + 1)} ;$$

$$V_u = R_u I_a = \mu V_e \frac{R_u}{R_u + R_a + R_k (\mu + 1)} ;$$

E' noto che la resistenza interna di un rigeneratore (tale può essere considerato anche lo stadio in esame) è data dal rapporto fra la tensione a vuoto V_{uo} che si ottiene per $R_u = \infty$ e la corrente di cortocircuito I_{acc} che si ottiene per $R_u = O$ cioè:

$$V_{uo} = \mu V_e ; \ I_{acc} = \frac{\mu V_e}{R_a + R_k (\mu + 1)}$$

$$R_a' = R_a + R_k (\mu + 1) =$$

$$= \sim R_a (1 + \frac{R_k}{R_a} \mu) = R_a (1 + b\mu) . \qquad (124')$$

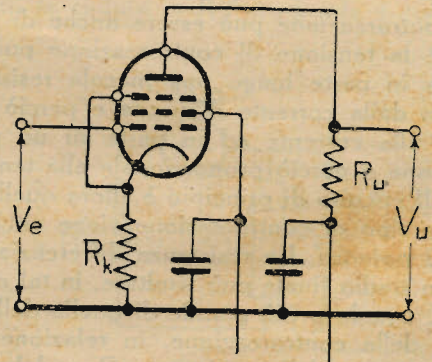



Fig. 10

Il sistema ora considerato per l'applicazione della controreazione può essere usato anche con i tubi a griglia schermo secondo lo schema di fig. 10, però occorre ricordare che la resistenza catodica R_k è percorsa dalla corrente $I_a + I_{g2}$ mentre quella di carico R_u è percorsa solamente dalla corrente I_a; perciò si ha ovviamente:

$$b = \frac{I_a + I_{g2}}{I_a} . \frac{R_k}{R_u} . \qquad (126)$$

Nei pentodi di potenza, la partecipazione della corrente I_{g2} alla controreazione può riuscire dannosa perchè tale corrente non è sempre proporzionale a quella anodica. Infatti se la resistenza di carico R_u (in questo caso generalmente inserita nel circuito anodico mediante traslatore) è di valore conveniente per ridurre le distorsioni di non linearità, l'andamento della corrente anodica e della corrente di schermo hanno andamento irregolare e complementare come è indicato in fig. 11, cioè in modo che la corrente totale I_k ha l'andamento regolare pure indicato in figura. Ciò può portare ad un comportamento irregolare della controreazione.

(continua)

Dispositivi indicatori dell' intensita dei segnali

2462/4

Ing. R. Pasquotti

Un utile accessorio del ricevitore riadiantistico è costituito dal dispositivo indicatore del livello dei segnali. Tale dispositivo, che può assumere la forma di occhio magico, di tubo luminescente oppure di strumento indicatore vero e proprio, è suscettibile di interessanti applicazioni. Indica anzitutto l'intensità del segnale ricevuto, dato di grande importanza nelle comunicazioni dilettantistiche, permettendo nello stesso tempo di sintonizzare con precisione il ricevitore sul segnale desiderato; inoltre è utile nell'allineamento e nella messa a punto del ricevitore, nella determinazione delle caratteristiche di radiazione di antenne, specialmente direzionali, ecc.

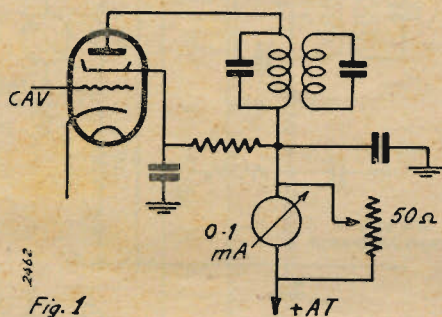



Fig. 1

Accenneremo brevemente ai dispositi che impiegano l'occhio elettrico e i tubi luminescenti, per trattare più diffusamente l'impiego di strumenti indicatori propriamente detti.

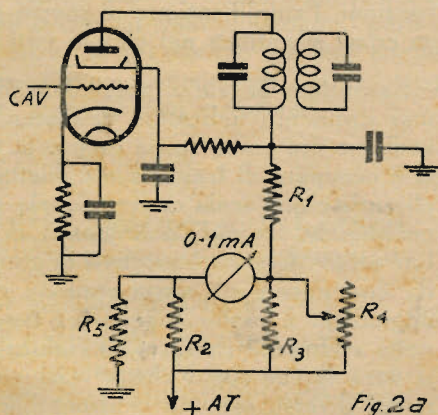
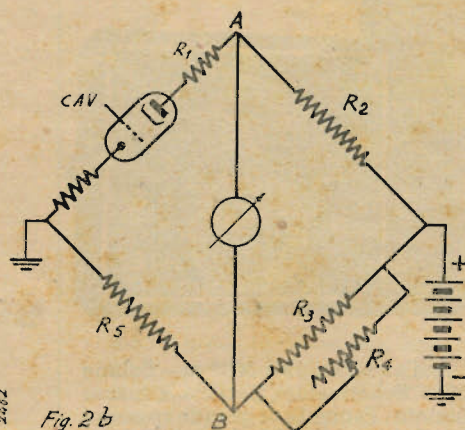
L'occhio elettrico, utile per l'indicazione del punto esatto di sintonia del ricevitore, non si presta ugualmente bene a dare una indicazione quantitativa dell'intensità del segnale, e ciò per la difficoltà di eseguire una taratura abbastanza precisa delle varie aperture che può presentare l'angolo d'ombra in funzione della tensione CAV e quindi del segnale. In tale caso, anzichè tarare gli angoli di apertura dell'occhio, è preferibile regolare di volta in volta l'amplificazione p. es. degli stadi di media frequenza in modo da riportare sempre l'apertura dell'occhio ad un certo angolo prefissato; la manopola che regola il grado di amplificazione potrà così venire tarata agevolmente, e su di essa si leggerà direttamente l'intensità dei segnali in una scala convenzionale. Analoga applicazione trovano i tubi al neon a tratto di scarica luminescente variabile.

Allo scopo però meglio si prestano gli strumenti indicatori veri e propri, che sono generalmente dei milliamperometri inseriti nel circuito anodico di uno o più stadi controllati dal CAV. La fig. 1 mostra l'inserzione di un milliamperometro da 1 mA. nel circuito anodico di una valvola amplificatrice di media frequenza. Lo strumento ha in derivazione un reostato da una cinquantina di ohm che verrà regolato in modo che, in assenza di segnale, il milliamperometro si porti esattamente a fondo scala. Durante questa regolazione sarà preferibile di staccare l'antenna. Il funzionamento del dispositivo è noto: il segnale in arrivo provoca una tensione CAV proporzionale al livello della portante e tale tensione, applicata alla griglia dell'amplificatore di MF ne sposta il punto di lavoro polarizzandola più negativamente e quindi riducendo la corrente anodica. La lancetta del milliamperometro retrocede dalla posizione di fondo scala in misura tanto maggiore quanto più intensa è la portante del segnale che si sta ricevendo. Il quadrante dello strumento può quindi venire tarato in gradi di intensità, come vedremo in seguito. Lo strumento potrà avere anche sensibilità minore (per es. 10 mA.); in tale caso però, per avere una

Fig. 2 a — Fig. 2 b

discreta indicazione, sarà necessario farlo percorrere dalla corrente anodica di più stadi controllati dal CAV, sempre tuttavia col reostato in derivazione per la regolazione della posizione in fondo scala.

Questo dispositivo presenta l'inconveniente che l'indicazione dello strumento avviene da destra a sinistra, cioè l'indice segna in diminuzione all'aumentare dell'intensità del segnale. Esistono a tale scopo appositi strumenti aventi la posizione di riposo a destra, anzichè a sinistra come normalmente; in tale caso la corrente anodica in assenza di segnale porta l'indice alla posizione di fondo scala che si trova a sinistra. Molto più semplicemente, si può montare il milliamperometro capovolto, cioè con la lancetta verso il basso anzichè verso l'alto, così si ottiene automaticamente l'inversione dell'indicazione. Bisogna però assicurarsi che lo strumento sia adatto a funzionare bene anche capovolto.

Una migliore sensibilità, assieme al vantaggio dell'indicazione da sinistra a destra, si ottiene col sistema a ponte. In fig. 2a è indicata la connessione a ponte di un milliamperometro nel circuito anodico di uno stadio di media frequenza controllato dal CAV. Il funzionamento risulta chiaro considerando il circuito equivalente di fig. 2 b. Si regola R_1, in assenza di segnale, in modo che il ponte sia equilibrato. In tale condizione, i punti A e B sono equipotenziali, e nessuna corrente attraversa la diagonale che comprende lo strumento. Se ora una tensione CAV agisce sulla griglia del tubo, la resistenza interna di quest'ultima varia (in più) ed il ponte si squilibra. La diagonale risulta percorsa da una corrente, e lo strumento segna proporzionalmente. I valori da attribuire alle resistenze costituenti i lati del ponte sono all'incirca i seguenti: $R_1 = 3$ Kohm, $R_2 = 300$ Ohm; $R_3 = 500$ Ohm; $R_4 = 1000$ Ohm variabile, $R_5 = 30$ Kohm. Questi valori sono stati sperimentati su uno stadio di media frequenza con valvola 6 K7.

La fig. 3 mostra un dispositivo di misura più complesso che impiega una valvola separata (nel caso attuale, la sezione pentodo di una 6 B 8, in cui la parte diodica funziona da rivelatrice). Tale dispositivo equivale ad un voltmetro a valvola che misura la tensione CAV. Presenta il vantaggio che

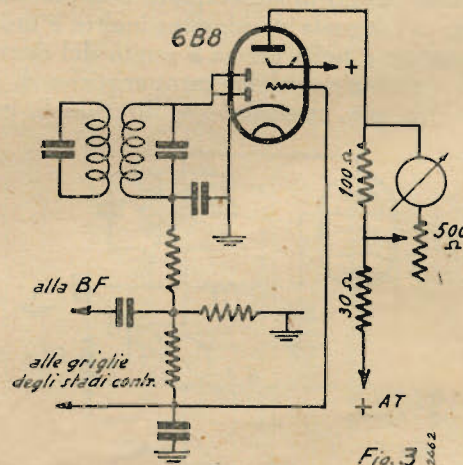



Fig. 3

le caratteristiche e la scala dello strumento indicatore possono essere regolate a piacere entro un campo molto esteso, agendo opportunamente sulle tensioni di placca e di schermo del pentodo; in questo caso infatti non esistono limitazioni dovute al fatto che il tubo deve avere come principale funzione l'amplificazione di media o alta frequenza come si verifica nei circuiti visti in precedenza.

Esaminate le varie possibilità di inserzione di uno strumento indicatore dell'intenstà dei segnali, vediamo ora come se ne esegue la taratura. A chi si è occupato di trasmissione dilettantistica è noto che esiste una scala convenzionale di intensità che comprende 9 gradi di intensità dei segnali, dall'*S1* all'*S9*. Questo è un dato di grande importanza da comunicare al corrispondente e generalmente il giudizio è molto soggettivo. Anche la taratura dello strumento potrà avere valore soggettivo, ma si avrà il vantaggio che diversi controlli, dati in tempi diversi, saranno confrontabili con una certa sicurezza, pure non avendo molto valore come indicazione assoluta in tale caso la taratura si esegue così: si cerca di ricevere un segnale che normalmente si suole interpretare come *S9*, e si prende nota delle deviazioni dello strumento. Quindi si cerca un segnale che si guidica *S8* e così via.

Qualora si disponga di un generatore di segnali campione si potrà praticare una taratura più pre-

cisa applicando all'entrata del ricevitore varie intensità di segnale in microvolt e prendendo nota delle corrispondenti deviazioni dello strumento. Facendo i rapporti fra le tensioni d'entrata sarà facile passare ai livelli in decibel. Mediante il grafico di conversione di fig. 4 si potrà tarare lo strumento in decibel ed in gradi S. Si potrà quindi

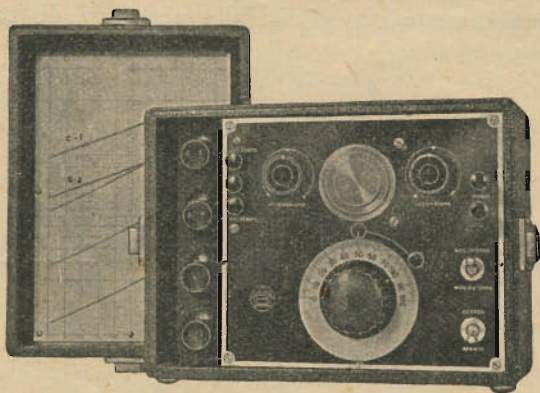
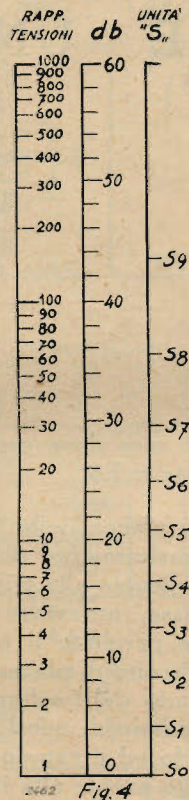



Fig. 4

comunicare al corrispondente che il suo segnale è, per esempio X decibel al disopra del livello dei disturbi locali, oppure Y decibel al disotto di un trasmettitore di radiodiffusione di potenza e distanza note. Questo sistema di controllo è ancora ben lungi dall'avere un valore assoluto, però le informazioni ottenibili presentano già una attendibilità maggiore che non i controlli dati ad orecchio, di valore soggettivo ed incostante. ●

SUPER REFLEX PER ONDE CORTE MEDIE E FONO TRE + UNA

Ing. M. Napolitano

2465

L'apparecchio che presentiamo ai nostri lettori è una supereterodina reflex a tre stadi di grande sensibilità. In essa tutti gli inconvenienti derivanti abitualmente dai circuiti reflex sono stati eliminati e crediamo di aver realizzato qualcosa che rappresenta realmente un notevole miglioramento nel campo dei ricevitori a limitato numero di valvole.

Le caratteristiche principali di questo ricevitore possono enumerarsi come segue: 2 gamme di onda: medie, corte e presa fonografica; circuito a cambiamento di frequenza con doppia amplificazione; otto circuiti accordati in alta e media frequenza; comando automatico di sensibilità; potenza di uscita indistorta 3 Watt; sensibilità media 40/μ V. per uscita costante di circa 80 mV.

Come si vede questo piccolo apparecchio possiede le caratteristiche del ricevitore di classe pur avendo un numero ristretto di valvole ed un ingombro ridottissimo. Le valvole impiegate sono: una 6A8G, convertitrice amplificatrice; una 6BN8 G amplificatrice della M.F., rivelatrice ed emplificatrice di b. f.; una 6F6 G, amplificatrice di potenza; una 5Y3 G raddrizzatrice. Queste valvole sono tutte reperibili sul mercato e sono fra quelle che la *Fivre* fabbrica normalmente nonostante le attuali contingenze.

In fig. 1 è visibile lo schema elettrico. Caratteristica principale del circuito è la funzione reflex della 6BN8 che consente l'amplificazione contemporanea della bassa e media frequenza, con rendimento abbastanza elevato nei due stadi. I trasformatori di aereo per le due gamme (16 ÷ 52 mt., onde corte e 190 ÷ 580 mt. onde medie) per media frequenza 467 KHz. sono racchiusi nell'unico gruppo N. 1902 che contiene anche i compensatori ed il commutatore a due posizioni. E' importante notare che sul commutatore del gruppo A.F. non è prevista la commutazione per il fonografo, e pertanto il montaggio della parte fonografica non deve essere modificato perchè essa deve essere staccata quando funziona la parte radio.

Il circuito di placca della 6A8 G è inviato sul primario del trasformatore di M.F. 691, mentre il secondario è collegato alla griglia pilota della 6BN8 G ed alla massa, attraverso un circuito ad alta impedenza che permette il passaggio delle basse frequenze. Il circuito di placca della 6BN8 G è collegato al primario del trasformatore intervalvolare 692 ed il secondario di questo è connesso fra una placca del diodo ed il catodo della 6BN8 G attraverso un circuito avente alta impedenza per le frequenze basse e bassa per le frequenze alte; da ciò ne deriva un'azione filtrante sulla quale è imperniato tutto il sistema reflex. La seconda placca del diodo serve per il controllo automatico della sensibilità ad azione ritardata in ampiezza, ed è per tale scopo collegata alla placca principale a mezzo di una capacità di 200 pF. (a mica - Ducati).

Per l'amplificazione in bassa frequenza il carico della 6BN8 G è costituito dalla resistenza di 0,075 M Ω, che mantiene elevata l'amplificazione e determina una d.d.p. sulla tensione continua relativamente piccola, cosa essenziale per il buon rendimento della media frequenza. Il segnale di bassa frequenza rivelato ed amplificato dalla 6BN8 G non è però sufficiente a pilotare a fondo lo stadio di potenza per ottenere i 3 Watt di resa, così come risultano dalla curva di sovraccarico di fig. 5. Per poter pilotare a fondo la 6F6 G abbiamo introdotto un autotrasformatore (di cui appresso daremo la descrizione) che eleva il segnale con rapporto di 1 ÷ 3. Tale trasformatore è connesso alla placca della 6BN8 a mezzo di una capacità di 0,01 MF, del quale raccomandiamo la qualità; preferibilmente si userà un tipo a mica della Ducati.

Il controllo di tono è ottenuto a mezzo di una resistenza variabile da 0,5 MΩ ed una capacità di 3000 pF sulla griglia della 6F6 G. La polarizzazione della 6F6 G è ottenuta a mezzo della resistenza da

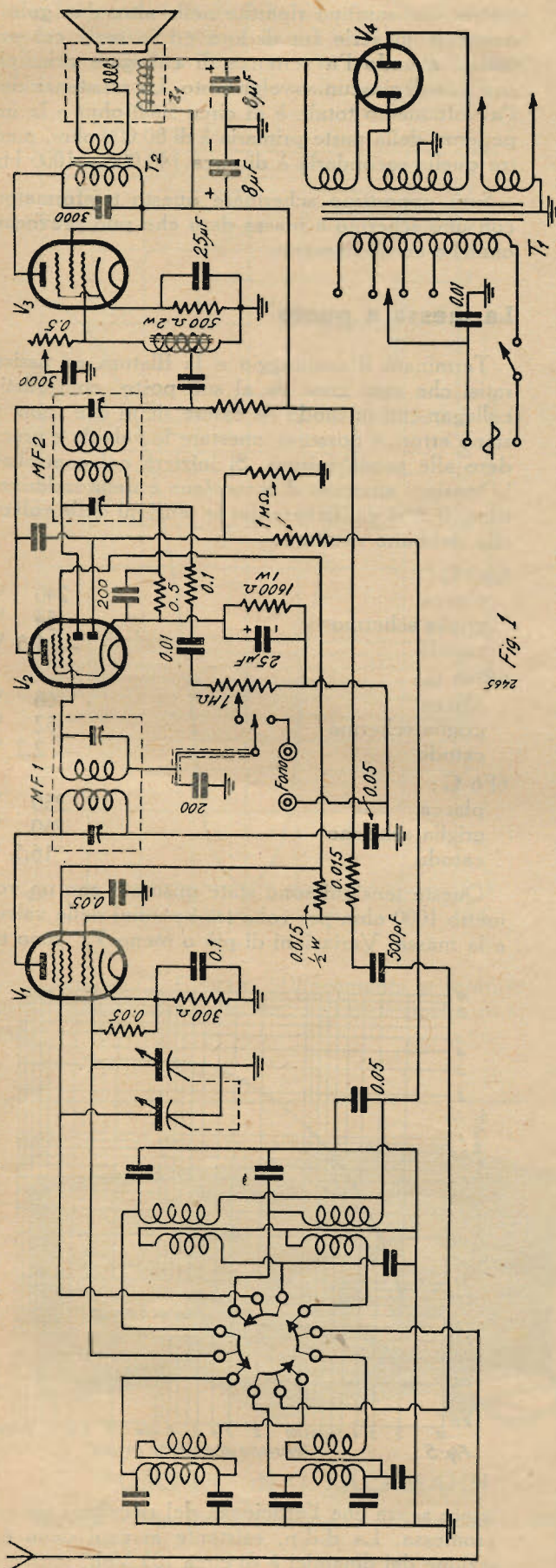



Fig. 1

500 ohm 2 W. che reca in derivazione una capacità elettrolitica da 25 MF 50 V. La polarizzazione della 6BN8 G si ottiene con la resistenza di 1600 ohm 1 W. con in derivazione la capacità elettrolitica da 25 MF 30 V. e quella della 6A8 G con una resistenza di 300 ohm avente in derivazione una capacità a carta di 0,1 MF.

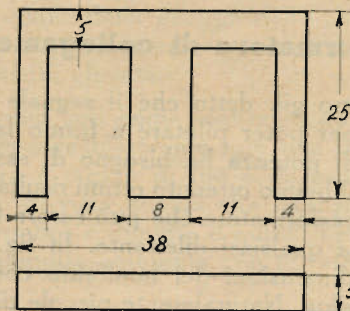



Fig. 2

Il filtraggio della alimentazione è ottenuto attraverso la solita cellula di filtro composta dal campo di eccitazione del dinamico che reca in entrata ed in uscita due capacità elettrolitiche da 8 MF ciascuna 500 V. esercizio.

Il montaggio

La realizzazione di questo apparecchio non presenta difficoltà e può essere realizzato anche da chi ha poca pratica di montaggi del genere. Il piano di foratura e costruttivo dello chassis è illustrato in fig. 4, esso può essere realizzato in alluminio o ferro cadmiato indifferentemente.

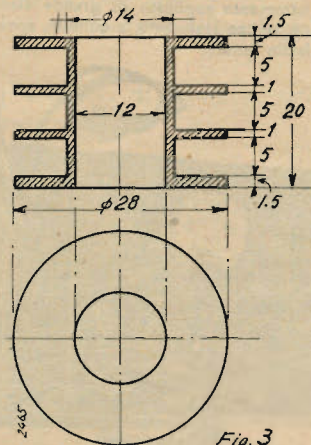



Fig. 3
Rocchetto ebanite o bosso paraff.

Si inizierà il montaggio col fissare i singoli componenti sullo chassis ed indi si effettuerà la filatura, che si inizia con i filamenti, per proseguire sulle griglie e le placche. E' da notare che un capo della accensione dei filamenti è connesso alla massa, ciò semplifica la filatura specie per quel che riguarda le connessioni alle lampadine della scala parlante.

Le parti che vanno filate con filo schermato e messo a massa, sono chiaramente indicate sullo schema; gli altri collegamenti possono essere fatti con filo normale push-back.

Non sarà del tutto inutile raccomandare l'efficienza delle saldature dato che molte cause di insuccesso sono dovute a cattive saldature.

Il trasformatore di collegamento di B.F.

Abbiamo già detto che il segnale di bassa frequenza per poter pilotare a fondo la griglia della valvola di potenza ha bisogno di essere elevato e che noi abbiamo ottenuto ottimi risultati impiegando un autotrasformatore che può essere facilmente costruito da qualsiasi dilettante. In fig. 2 sono indicate le dimensioni del lamierino che deve essere in *permalloy*. Naturalmente piccole differenze nelle dimensioni non hanno importanza e ciò diciamo perchè se qualcuno disponesse di lamierini che si avvicinano ai dati indicati potrà senz'altro utilizzarli, specie perchè è attualmente molto difficile trovare del permalloy. In fig. 3 è illustrato il rocchetto sul quale va bobinato l'avvolgimento. La parte primaria, quella compresa fra la capacità e la massa è composta di 6000 spire di filo smaltato del diametro di 0,07 mm. ed occupa la prima delle tre gole del rocchetto; la parte secondaria, quella che va fra la capacità e la griglia pilota della 6F6 G, si compone di 12.000 spire di filo dell'istesso diametro, che saranno ripartite nelle altre due gole e connesse in serie fra di loro ed in serie col primario, avendo l'avvertenza di collegare principio con fine di ciascun avvolgimento. La resistenza dell'avvolbimento totale è di circa 5000 ohm e la impedenza della parte primaria è di 80.000 ohm, mentre quella secondaria è di circa 140.000 a 1000 Hz.

Sarà opportuno schermare questo trasformatore con uno schermo a massa dato che può provocare qualche accoppiamento.

La messa a punto

Terminato il montaggio e la filatura ed assicuratisi che ogni cosa sia al suo posto, controllati i collegamenti in modo da essere sicuri che non vi siano errori, s possono innestare le valvole e procedere alle prime misure. Si inizierà col controllare le tensioni alternate d'accensione e della raddrizzatrice, indi si verificheranno le tensioni delle valvole che debbono risultare:

6A8 G:	
placca	240 V.
griglia schermo	54 V.
catodo	— 1,5 V.
6BN8 G:	
placca	68 V.
griglia schermo	52 V.
catodo	— 2,2 V.
6F6 G:	
placca	250 V.
griglia schermo	250 V.
catodo	16,5 V.

Queste tensioni sono state misurate con un voltmetro 1000 ohm per volta tra i piedini delle valvole e la massa. Variazioni di più o meno 5% sono tollerate senza che l'efficienza del ricevitore sia compromessa. La d.d.p. esistente ai capi della eccitazione dei dinamici è di circa 105 Volt.

Fig. 5

Effettuate queste misure, si procederà alla taratura dei compensatori della alta frequenza e delle medie frequenze, con i sistemi soliti che già molte volte la rivista ha illustrato. Chi avesse delle difficoltà potrà trarre vantaggio dalla consultazione del volumetto di C. FAVILLA, *Allineamento e taratura delle super a comando unico* (Ed. « Il Rostro », Milano - L. 4,50).

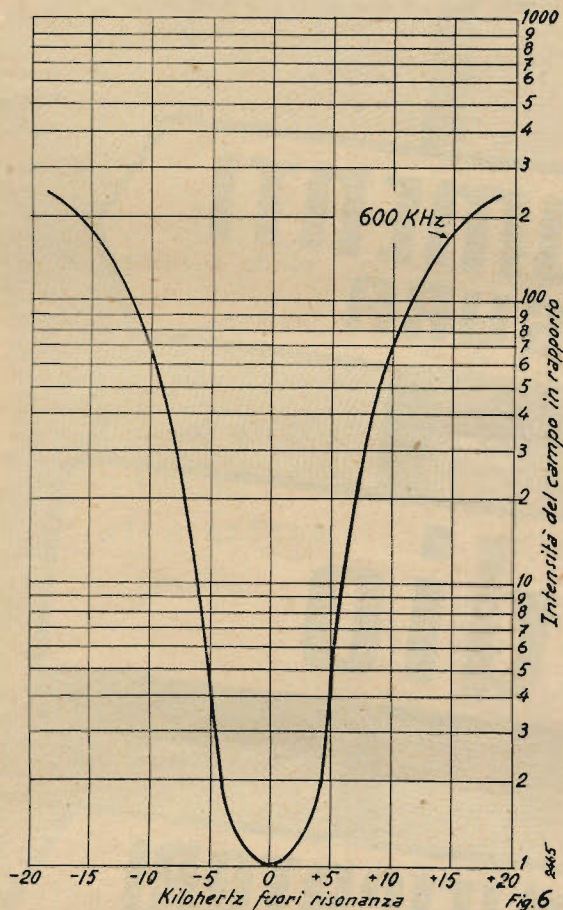



Fig. 6

Con mezzi semplici e con molta pazienza si potrà ottenere una buona taratura, ma chi può disporre di un oscillatore otterrà certamente risultati molto superiori dato che la selettività dell'apparecchio è molto spinta, così come si può agevolmente constatare dall'esame della curva di fig. 6.

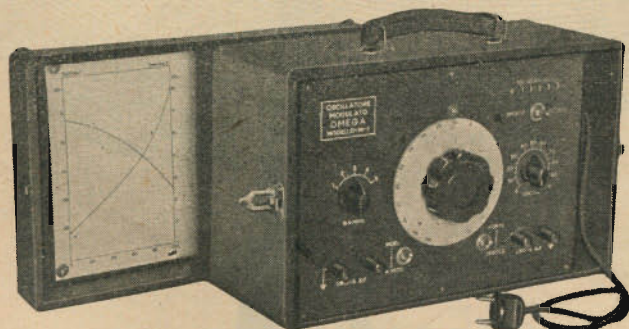
Per la gamma delle onde corte la messa a punto empirica risulterà leggermente più difficile di quel che non sia quella della gamma delle onde medie, ciò non ostante si riesce ad ottenere una sensibilità ed una selettività elevata.

L'apparecchio così come realizzato da noi e descritto funziona regolarmente con una antenna di solo un metro e mezzo di filo e da soddisfazione sia dal punto di vista qualità che intensità di ricezione. L'ingombro è minimo e quindi esso si trova posto in qualunque ambiente con tutta facilità.

Elenco del materiale

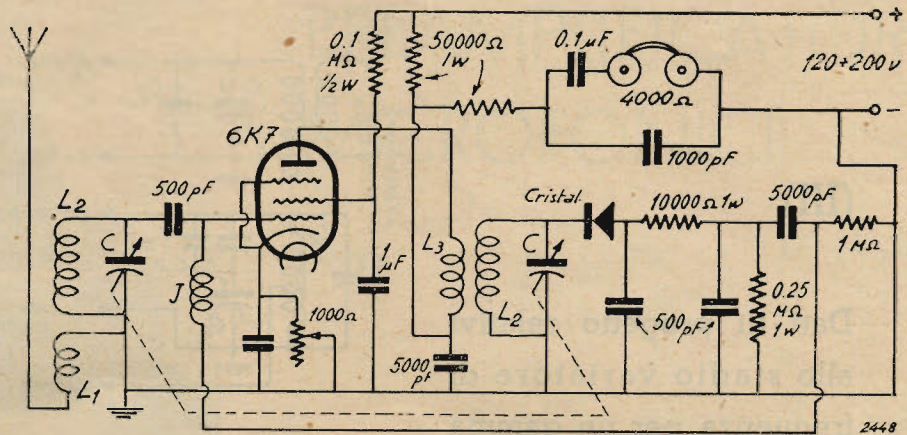
1 grunpo A.F. per onde medie e corte N. 1902 Geloso.
1 condensatore variabile doppio 2 × 465 - E.C. 3406/2 Ducati.
2 medie frequenze per 467 KHz. N. 691 e 692 Geloso.
1 trasformatore di alimentazione: primario universale; secondarii 330 + 330 V. 0.045 A. - 6.3 V. 1.2 A. - 5 V. 2 A.
1 scala parlante Romussi N. 35-36.
1 altoparlante dinamico 3 W. Eccitazione 2500 OHM con trasformatore d 'uscita per pentodo.
2 Elettrolitici 8 MF. 500 V. - E.C. 2025/1 Ducati.
4 zoccoli per valvole octal.
1 presa per fono.
1 cambio tensioni.
1 potenziometro da 1 MΩ con deviatore - LESA PD3.
1 potenziometro da 0,5 MΩ con interruttore - LESA PD1.
2 clips per valvole octal.
1 schermo per valvola octal.
Condensatori elettrolitici bassa tensione, condensatori fissi a carta ed a mica, secondo i valori indicati dallo schema delle marche Ducati o Microfarad.
Resistenze secondo i valori indicati dallo schema - Microfarad

●

N. B. - La fig. 4 (Piano di foratura) sarà pubblicato nel prossimo numero.

Prontuario schematico per costruttori

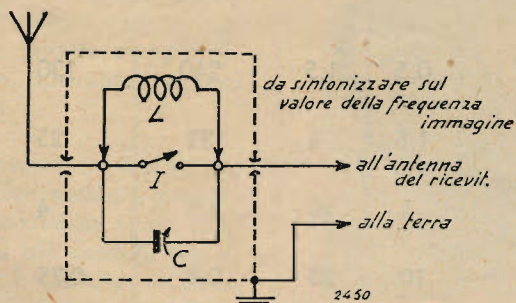
a cura di
G. Termini per. ind. rad.

(I)

Ricevitore monovalvolare a riflessione per O. C. e O. M. (18÷40; 200÷600 mt.) con rivelazione a cristallo.

Dati relativi ai circuiti di accordo
C = 2 × 200 pFd.

		ONDE CORTE 18 ÷ 40 mt.	ONDE MEDIE 200 ÷ 600 mt.
∅ del supporto		mm. 25	mm. 25
∅ del filo		mm. 0,8	mm. 0,25
Isolamento del filo		a smalto	a smalto
N° spire	L 1	5	300
	L 2	12	160
	L 3	7	80

La distanza fra i singoli avvolgimenti è di 5 mm. circa.

(II) Un circuito d'arresto per eliminare l'interferenza d'immagine.

L è avvolta su un tubo avente un ∅ = 35 mm.

I dati relativi al numero di spire per sintonizzare il circuito nella F. d'immagine, sono i seguenti:

30 Spire per 3500 KHz.
14 „ „ 7000 KHz.
7 „ „ 14000 KHz.

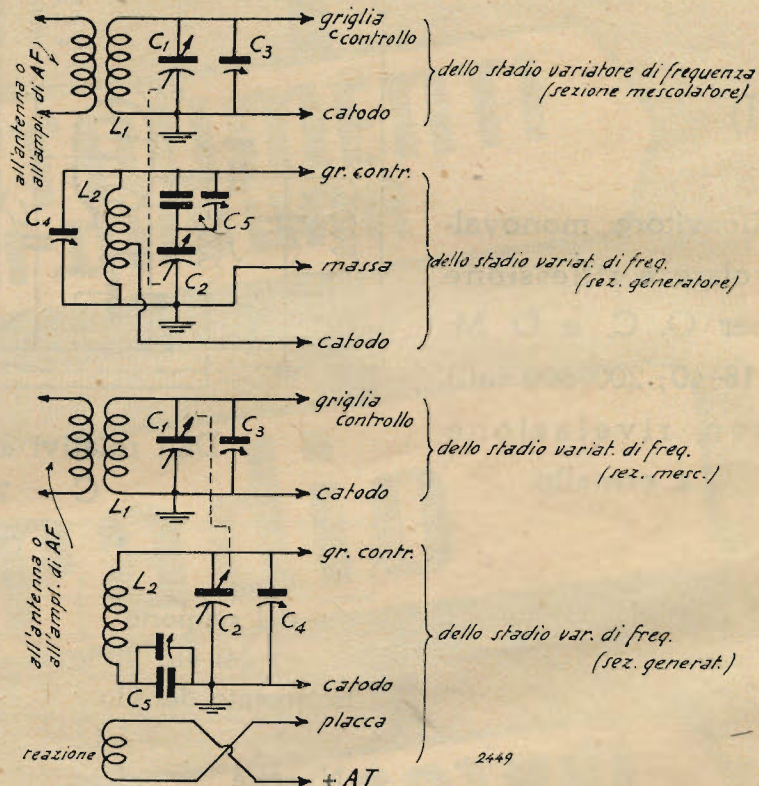
C = 140 ÷ 150 pFd.

I è un normale interruttore che permette d'includere o di escludere il circuito d'arresto.

Prontuario schematico per costruttori

a cura di
G. Termini per. ind. rad.

(III)

Dati di progetto relativi allo stadio variatore di frequenza per un gamma di ricezione compresa fra 0,5 e 30 MHz. (da 60 a 10 mt.)

Gamma d'onda in MHz. da	a	L_1 in μ. H.	L_2 in μ. H.	C_5 in pFd.
1,7	4	50	40	1300
3,7	7,5	14	12,2	2200
7	15	3,5	3	4500
14	30	0,8	0,78	escluso

Per medie frequenze comprese fra 450 e 465 KHz. e circuiti di accordo A. F. con rapporto di circa 2,15 a 1.

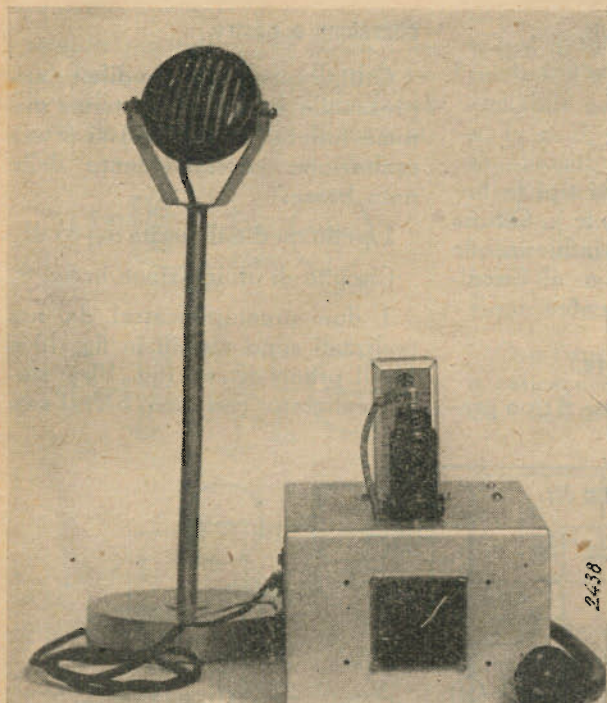
Capacità massima dei condensatori C_1 e C_2, circa 140 pFd.

Minima capacità totale del circuito di accordo (considerando in circuito C_3 o C_4) da 30 a 35 pFd.

Gamma d'onda in MHz. da	a	L_1 in μ. H.	L_2 in μ. H.	C_5 in pFd.
0,5	1,5	240	130	425
1,5	4	32	25	1150
4	10	4,5	4	2800
10	25	0,8	0,75	escluso

Per medie frequenze comprese fra 450 e 465 KHz. e circuiti di accordo A. F. con rapporto di circa 2,5 a 1.

Capacità massima dei condensatori C_1 e C_2, circa 350 pFd.

Minima capacità totale del circuito di accordo (considerando in circuito C_3 o C_4) da 40 a 50 pFd.

DUE SEMPLICI PREAMPLIFICATORI MICROFONICI

2430/2

V. Parenti

L'odierna grande diffusione degli impianti amplificatori, e l'uso, negli impianti per la diffusione della parola, di microfoni aventi una grande fedeltà di riproduzione, ma un basso livello di uscita, rende sempre più frequente la necessità di dover ricorrere a complessi di preamplificazione.

La progettazione, la costruzione e l'impianto di un preamplificatore sono operazioni alquanto delicate dato, sopratutto, l'elevata amplificazione in giuoco.

Nelle brevi note che seguono tratteremo di due semplici preamplificatori microfonici, aventi caratteristiche di grande semplicità, costo modesto, rilevante numero di applicazioni.

Prima di passare però alla descrizione dei due suddetti preamplificatori, premettiamo alcuni cenni riguardanti i più comuni tipi di microfoni ed il circuito secondo cui vengono generalmente accoppiati al 1° stadio di B. F.

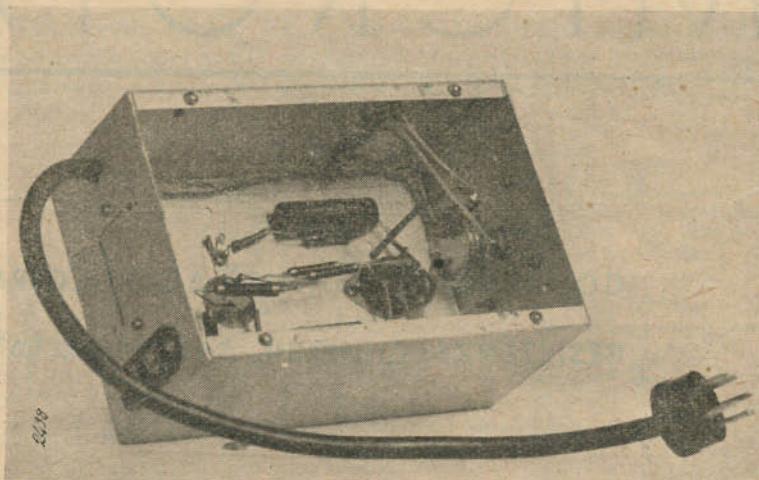
Microfono a carbone.

Diffusissimo; principali pregi: elevata sensibilità per cui non abbisogna di preamplificazione. A ciò fà riscontro un notevole rumore di fondo ed una fedeltà di riproduzione mediocre.

Uscita media —15 db. Circuito di uso corrente fig. 1.

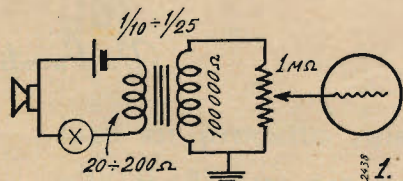
Microfono a carbone a doppia capsula.

Detto anche differenziale o bilanciato. Qualità superiore al pre-

cedente. Il livello medio di uscita si aggira sui —20 db. Circuito di utilizzazione fig. 2.

Microfono a carbone a corrente trasversa.

O Reiss. Qualità media. Livello medio di uscita: —30 db. ÷ —40 db. Circuito come fig. 1.

Con questo tipo di microfono e con tutti i tipi seguenti si rende necessario l'uso di uno stadio di preamplificazione.

1.

Microfono elettromagnetico.

Scarsa diffusione; qualità mediocre. Livello di uscita: —35 db Circuito fig. 3

Microfono piezoelettrico.

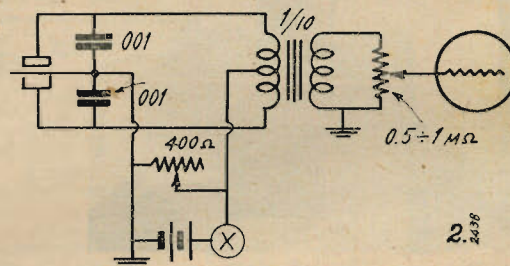
Ottima fedeltà di riproduzione. Livello medio di uscita: —55 db. In alcuni tipi si scende fino ad un livello di —75, —80 db.

Circuiti di utilizzazione: fig. 4 e fig. 5.

Microfono dinamico.

Realizzato in diversi tipi (a bobina mobile, a filo etc.). Ottima qualità. Facilmente influenzabile da linee percorse da c. a. Circuito di utilizzazione fig. 6.

Microfono a condensatore.

Ottima qualità. Come il tipo precedente facilmente influenzabile da linee percorse da c. a. Necessita di preamplificatore posto a pochissima distanza Livello medio di uscita: —90 db.

Circuiti di utilizzazione in fig. 7, e fig 8.

2.

Microfono a nastro.

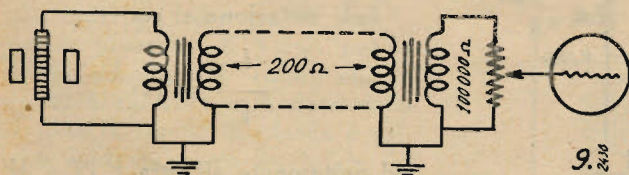
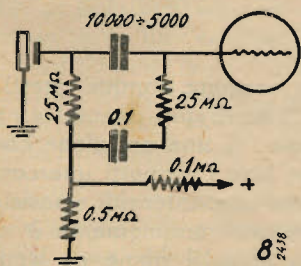
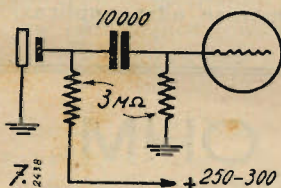
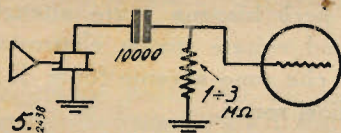
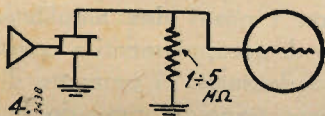
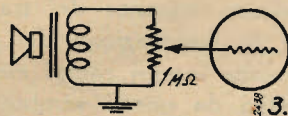
Ottima qualità; unico difetto apprezzabile è che per distanze minime (inferiori a 30 cm.) vi è una esaltazione eccessivamente delle note basse.

Livello medio di uscita : —85 db.

Circuito di utilizzazione in fig. 9.

I due preamplificatori da noi realizzati sono visibili in fig. 10 e 11. Il primo di essi (fig. 10) è stato realizzato con una 6J7; l'amplificazione effettiva che ci fornisce questa valvola è di 50 volte, equivalente cioè ad un guadagno di 34 db.

Il secondo preamplificatore (fig. 11) usufruisce di una valvola doppia la 6P7, utilizzando prima la

sezione pentodo e poi quella triodo. La amplificazione effettiva sale così a 250 volte ed il guadagno a 48 db. (questi valori si sono ottenuti applicando la formula $db = 20 \log N/1$ in cui N rappresenta la amplificazione della valvola).

Se riportiamo ora in una tabellina i valori medi delle uscite dei microfoni considerati, ed i valori delle uscite dei due pre. con i vari tipi di microfoni, vediamo subito come l'uso del primo risulti consigliabile con i microfoni del tipo *a*, *b*, *c*, *d*, mentre il secondo preamplificatore è più indicato per i microfoni del tipo *e*, *f*, nonchè per i tipi *c*, *d*, qualora si voglia usufruire (il che è sempre consigliabile) di una buona preamplificazione in partenza.

Con l'ausilio di questa tabellina, e conoscendo la amplificazione in db. dell'amplificatore, nonchè il livello di uscita del microfono, si potrà, caso per caso, determinare quale tipo di preamplificatore si adatta meglio per l'impianto.

	Tipo di microfono	Livello medio uscita in db.	Circuito I (6J7) uscita del preamplificatore db	watt.	Circuito II (6P7) uscita del preamplificatore db	watt.
a	Carbone Reiss	—30	4	= 0,015 W	18	= 0,35 W
b	Elettromagnetico	—35	—1	= 0,008 W	13	= 0,1 W
c	Piezoelettrico	—55	—21	= 0,07 mW	—7	= 0,001 W
d	Dinamico	—65	—31	= 0,008 mW	—17	= 0,01 mW
e	Nastro	—85	—51	= 0,4 pW	—37	= 0,001 mW
f	Condensatore	—90	—56	= 0,1 pW	—42	= 0,00035 mW

Entrambi i circuiti sono stati studiati privi della parte alimentazione dato che essi sono provvisti di cordone e di apposita spina, in modo da poter prelevare dall'amplificatore le tensioni necessarie.

Nel circuito di fig. 10, la tensione anodica per la 6J7, prelevata dal positivo filtrato dell'amplificatore, giunge alla valvola preamplificatrice attraverso un sistema di resistenze e condensatori che esplicano una funzione di disaccoppiamento e di filtraggio, eliminando le eventuali presenti tracce di c. A.

Nel circuito di fig. 11 invece, data la maggiore preamplificazione, abbiamo usato oltre le resistenze una impedenza di elevato valore induttivo (65 H.).

Questo secondo preamplificatore, appunto perchè adatto ad essere usato con microfoni del tipo elettrostatico, è dotato di un secondo innesto adatto a questo tipo di microfoni.

Con microfoni di particolare costruzione e con livelli di uscita eccezionalmente bassi (—100 db.) il guadagno ottenibile con questo secondo preamplificatore potrà non risultare sufficente per pilotare a pieno i primi stadi a B. F., dell'amplificatore.

In questo caso sarà sufficente far seguire alla 6P7 un terzo stadio di preamplificazione formato da una 6C5. (Circuito visibile in fig. 12).

La amplificazione effettiva sale così al valore di un migliaio, con un conseguente guadagno di circa 60 db.

Nella costruzione e nell'impianto di questi preamplificatori è necessario osservare alcune norme generali che influiscono sul buon rendimento di tutto il complesso.

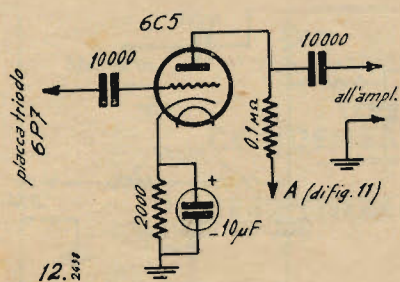
I cavi microfono-entratà pre. ed uscita pre.-entrata amplificato-

re devono essere tutti del tipo schermato con la calza metallica posta a terra. Si dovrà assolutamente evitare che essi corrano vicini o paralleli a linee percorse da c. a.

I collegamenti di griglia nonchè quelli di placca è buona norma

che siano tutti eseguiti in cavetto schermato.

Le valvole saranno tutte schermate e montate su zoccoli del tipo « antimicrofonico ». Per i morsetti di entrata consigliabilissimi gli innesti a vite.

Qualora lo schassì del pre. venisse montato in un complesso

tutt'uno con quello dell'amplificatore, lo si dovrà sospendere con gomma, feltro od altro onde evitare che giungano alla valvola le vibrazioni dovute al trasformatore di alimentazione.

Negli impianti per la diffusione della parola bisognerà porre particolare cura nell'evitare l'effetto microfonico od effetto Larsen.

Questo potrà essere evitato innanzitutto con una opportuna distanziazione del microfono rispetto l'altoparlante, con l'uso di altoparlanti e di microfoni di caratteristiche direzionali, nonchè sfruttando opportunamente le proprietà acustiche dei locali.

Porre sempre attenzione di non collocare il preamplificatore nelle immediate vicinanze dei trasformatori di alimentazione, dati i relativamente intensi campi elettromagnetici da questi sempre generati.

Con i nostri due amplificatori l'uso di accoppiamenti a resistenze-condensatori ci permette di rimanere tranquilli riguardo le induzioni elettro magnetiche, mentre però bisogna porre attenzione ad evitare quelle elettrostatiche che sono sovente fonte di fastidiosi ronzii.

La grande semplicità, il basso costo sono, come abbiamo detto, le principali caratteristiche di questi due preamplificatori, caratteristiche che unite al rendimento lineare per una vasta gamma di frequenza, li rendono suscettibili di numerose altre applicazioni. ●

LA LEGGE DI OHM

2459/3

Doll. De Stefani

Le richieste che spesso pervengono alle « Confidenze al radiofilo » sul modo di effettuare calcoli vari di resistenza di caduta, partitori di tensione, misure di uscita ecc. mi inducono a trattare nel

presente articolo tale argomento assai semplice invero, ma pur sempre interessante ed anche di notevole importanza dal punto di vista pratico.

Per eseguire dunque questi calcoli ci serviremo di una semplice formula, di una notazione che lega fra loro i rapporti intercorrenti fra tensione, intensità e resistenza e che più comunemente è conosciuta sotto il nome di legge di Ohm.

Tale notazione si scrive:

$$\frac{I}{V} = R$$

ed unitamente all'altra $V \cdot I = W$ permette di risolvere una notevole quantità di vari ed interessanti problemi. Tale possibilità è avvalorata dal fatto che dalle due formule sopra citate è possibile ricavarne ben altre dieci le quali danno modo di impostare i quesiti proposti sotto forme diverse in maniera da renderli sempre solubili.

Per maggiore chiarezza le dodici formule, derivate l'una dall'altra sono riunite nella seguente tabella:

1) $V = I \cdot R$	4) $I = \dfrac{V}{R}$	7) $R = \dfrac{V}{I}$	10) $W = V \cdot I$
2) $V = \dfrac{W}{I}$	5) $I = \dfrac{W}{V}$	8) $R = \dfrac{V^2}{W}$	11) $W = \dfrac{V^2}{R}$
3) $V = \sqrt{WR}$	6) $I = \sqrt{\dfrac{W}{R}}$	9) $R = \dfrac{W}{I^2}$	12) $W = I^2 \cdot R$

E' facile vedere ad es. come sostituendo nella 10) a V il suo valore dato dalla 1) si ottenga la 12), mentre la 2) e la 5) sono derivate dalla 10). Può provarsi il lettore, e sarà un salutare esercizio, a ricavare in modo analogo anche tutte le altre formule.

Alcuni esempi serviranno ora ad illustrare nel miglior modo l'uso pratico delle soprascritte 12 relazioni.

Le formule 1), 4), 7) sono derivate direttamente una dall'altra e sono intuitive. Si abbia infatti una resistenza di 280 ohm (resistenza ad es. di polarizzazione catodica) attraversata da una corrente di 36 mA. (= 0,036 A), la differenza di potenziale V ai suoi estremi è: $280 \times 0{,}036 = 10{,}08$ V. (applicazione della formula 1).

Si voglia ora conoscere il valore della resistenza di polarizzazione R di fig. 1 sapendo che per il corretto funzionamento della valvola occorrono 3 Volt negativi di griglia con una corrente di 9 mA. per la placca e di 3 mA per la griglia schermo. E' chiaro che la corrente catodica sarà data dalla somma di quelle di placca e griglia schermo ossia in totale 12 mA.; usando quindi la 7) si ottiene $3 : 0{,}012 = 250$ ohm.

Siano ancora da determinare i valori da assegnare alle resistenze R_1 ed R_2 del partitore di tensione. Desiderando che la tensione alla presa intermedia si mantenga costante anche per notevoli variazioni della tensione di polarizzazione (per azione ad es. del controllo automatico di sensibilità) è necessario che la corrente prelevata sia solo una frazione di quella circolante nel partitore e che potrà così raggiungere facilmente i 10 o 12 mA. In tal caso ponendo la $R_2 = 10.000\ \Omega$, la corrente circolante

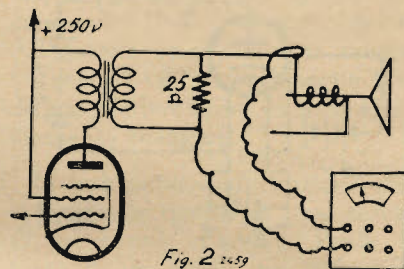



Fig. 2 2459

in tale tratto sarà per la 4) 100/10.000 = 0,01 A. ossia 10 mA. La resistenza dovrà inoltre poter dissipare almeno 1 W. come risulta applicando ad es. la 11) si ha infatti $100^2/10.000 = 1$.

La $R1$ sarà invece percorsa da 10 + 3 = 13 mA. e con tale corrente si dovrà avere ai suoi capi una differenza di potenziale uguale a 150 V.

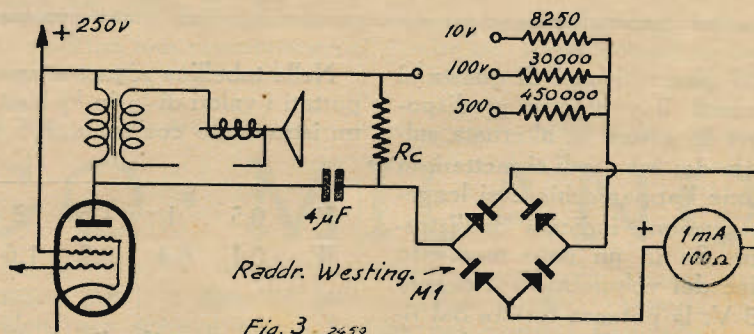



Fig. 3 2459

Dalla 7) si ricava 150/0,013 = = 11,537 Ω che si potrà arrotondare in 11.500 Ω; la potenza dissipata sarà questa volta di circa 2 Watt come si può desumere usando la 10), infatti $150 \times 0{,}013 = 1{,}95$ W.

Altri casi interessanti possono essere risolti usando ad es. le formule 3) e 6); con le quali è infatti possibile conoscere rispettivamente la tensione e corrente massima a cui può essere sottoposta una determinata resistenza. Per esempio se questa è da 2 W. e 20.000 ohm ai suoi estremi può essere applicata al massimo una tensione di $\sqrt{20.000 \times 2} = 200$ V. mentre se tale resistenza fosse solo da ½ Watt potrebbe sopportare una differenza di potenziale non superiore a 100 Volt poichè $\sqrt{20.000 \times 0{,}5} = 100$.

Le correnti rispettive possono essere determinate per mezzo della 6); esse sono: per la resistenza da 2 W. $\sqrt{\dfrac{2}{20.000}} = 0{,}01$ A. ossia 10 mA. e per quella da ½ W. $\sqrt{\dfrac{0{,}5}{20.000}} = 0{,}005$ A e cioè 5 mA.

Chi fosse in possesso di un buon voltmetro in alternata del tipo funzionante con raddrizzatore ad ossido può con tutta facilità misurare la potenza di uscita del proprio ricevitore valendosi della formula 11).

L'inserzione dell'istrumento di misura in circuito verrà effettuata come indicato in fig. 2, ossia si sconnetterà il collegamento della bobina mobile sul dinamico, al posto della quale si porrà una resistenza di carico di valore equivalente e che di solito si aggira

DALL'AEREO ALL' ALTOPARLANTE

Come funziona un radioricevitore

G. Coppa

Funzionamento ed applicazioni della valvola termoionica.

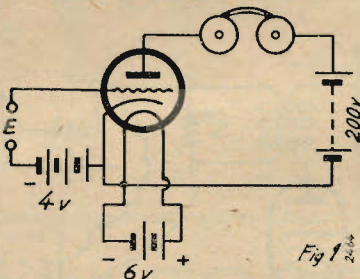
Per la comprensione del funzionamento pratico della valvola termoionica a tre elettrodi varrà più che qualsiasi dimostrazione un esempio.

Supponiamo di avere a disposizione un apparecchio a cristallo simile a quello precedentemente descritto, all'uscita del quale si trovi una corrente alternata avente una tensione media di 1 volt ed una corrente di 0,2 m.A.

Tale corrente può essere quella che normalmente aziona la cuffia durante la ricezione.

La potenza di tale corrente è data in watt dal prodotto 1 × 0,0002 e risulta perciò essere di 0,0002 watt. Evidentemente tale potenza è molto esigua, e sebbene possa dare luogo ancora ad un suono percepibile nella cuffia, tale suono è indubbiamente molto debole.

Vediamo ora che cosa si può fare se è a disposizione una valvola termoionica avente le seguenti caratteristiche:

tensione di accensione V 6,3
corrente di accensione A 0,3
tensione anodica V 200
tensione di griglia —4 V (polarizzazione)
corrente anodica 2 mA
pendenza 1000 μ A/V (ossia 1 mA/V).

Prima di tutto bisognerà mettere la valvola in condizione di funzionare e quindi andrà inserita in circuito come è indicato schematicamente in fig. 1 e costruttivamente in fig. 2, ossia fornirle le tre tensioni di cui abbisogna cioè 4 volt per la polarizzazione della griglia (1 batteria tascabile), 200 volt per l'alimentazione anodica (1 batteria di pile da 200 V.) e 6,3 volt circa per l'accensione del filamento (batteria di accumulatori di 3 elementi).

Se tutto è regolare, chiudendo con un conduttore l'entrata *E*, nel circuito anodico scorrerà la prevista corrente di 2 mA. Se si toglie ora il predetto conduttore ed in *E* si applica la corrente che si vuole amplificare, allora avverrà che i semiperiodi della corrente alternata in oggetto si sommeranno e si sottrarranno alternativamente alla tensione di polarizzazione per cui nella griglia si avranno alternativamente valori negativi di tensione rispetto al catodo di 4 — 1 = 3 volt e 4 + 1 = 5 volt.

Fra i dati forniti ve n'è uno particolarmente significativo, quello della « pendenza » che dice che per ogni volt di variazione della tensione di griglia, varia la corrente anodica di 1 mA. Siccome nel caso nostro la tensione di griglia varia da 3 a 5 volt (ossia di 2 volt), è chiaro che questa variazione ne produrrà una di 2 mA nella corrente anodica che andrà quindi da 1 a 3 mA.

Se la cuffia è di 5000 Ω, la tensione che si misurerà ai suoi capi

---

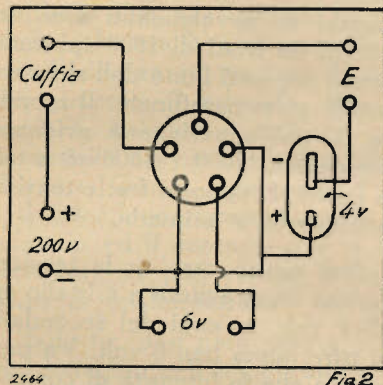
sui 2,5 ohm. Ai capi di questa si collegherà il voltmetro predisposto per le misure in alternata sulla scala dei 5 V. indi si metterà in funzione l'apparecchio e si leggerà la tensione indicata dall'istrumento. Se in un dato momento l'indice del voltmetro avrà segnato i 3 V. la potenza fornita dal ricevitore in quell'istante avrà raggiunto i $3^2/2,5 = 3,6$ Watt; mentre con 1,6 V. (più esattamente 1,58) la potenza sarebbe di 1 W. e con 5 V. di 10 W.

Nella tabellina seguente sono riportati i valori di ½ in ½ Volt per un istrumento con scala di 5 V.

V	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
W	0,1	0,4	0,9	1,6	2,5	3,6	4,9	6,4	8,1	10

Un altro metodo di misura che permette di adoperare scale elevate ad es. quella dei 100 o 500 V. è quello indicato dalla Westinghause per istrumenti muniti dei suoi raddrizzatori ad ossido. Il circuito raccomandato è riportato in fig. 3. La resistenza di carico R_c dovrà essere uguale all'impedenza ottima indicata per la valvola finale su cui si esegue la misura. La formula risolutiva da usarsi anche in questo caso è sempre la 11).

sarà di $5000 \times 0{,}001 = 5$ volt quando la corrente è 1 mA e di $5000 \times 0{,}003 = 15$ volt quando la corrente è 3 mA. Ciò significa in altri termini che la tensione variabile ai capi della cuffia che era, senza la valvola, di 1 volt, quando vi è la valvola di mezzo va a 10 volt (tale tensione va dimezzata se si vuole riferire ad un solo semiperiodo).

Fig. 2

Se si confrontano dunque le ampiezze di due semiperiodi corrispondenti si trova che essi sono nel rapporto da 1 a 5 ossia che la valvola ha amplificato 5 volte in tensione.

In questo caso, alla cuffia viene somministrata una potenza di $5^2 : 5000 = 0{,}005$ watt ossia una potenza 25 volte maggiore di quella che la alimentava precedentemente.

E' intuitivo che il suono a cui questa potenza darà luogo nella cuffia sarà di gran lunga maggiore a quello che si poteva ottenere applicando direttamente la cuffia al ricevitore a cristallo.

Sebbene il vantaggio derivante dall'applicazione della valvola sia evidente, non è detto ancora tutto. Va per esempio rilevato che, essendo la griglia costantemente negativa, rispetto al catodo, nel circuito di ingresso non scorre corrente e quindi dei 0,0002 watt che il ricevitore a cristallo poteva erogare non ne è utilizzata che una parte infinitesima. In realtà una parte di tale energia va dispersa a causa della capacità griglia-catodo che, pur essendo piccola non è nulla, ed a causa della resistenza di fuga che generalmente si dispone fra i due capi dell'entrata per chiudere il circuito della polarizzazione continua data dalla pila (resistenza dell'ordine di 0,5 MΩ).

Malgrado tutto ciò, l'energia fornita dal ricevitore a cristallo è sufficiente ad alimentare le griglie di un notevole numero di valvole simili a quella menzionata.

E' dunque ancora una volta evidente l'esiguità della energia che è necessaria alla griglia per compiere sugli elettroni emessi dal catodo azioni che, se eseguite facendo variare la tensione anodica richiederebbero energie enormemente maggiori.

Si può paragonare l'azione della griglia a quella di una chiusa di un canale d'acqua. Basta la forza di un bimbo per azionarla e per fare sì che a valle del canale si riversino tonnellate di acqua o che tale massa d'acqua venga di colpo arrestata.

Ora che abbiamo chiarite le idee intorno al meccanismo della amplificazione, vediamo in quale modo si può fare per utilizzare al massimo grado l'energia della corrente applicata al circuito di griglia che, come abbiamo detto, senza i dovuti accorgimenti viene utilizzata solo in piccola parte.

Il problema può prospettarsi nel seguente modo:

a) La griglia della valvola termoionica non assorbe corrente ma ogni aumento possibile della tensione alternata applicata va a tutto beneficio della amplificazione;

b) Il ricevitore a cristallo, o altra eventuale sorgente di energia da amplificare, eroga generalmente una intensità di corrente eccessiva per l'alimentazione della griglia di una valvola (e che quindi viene utilizzata in piccola parte) mentre un notevole vantaggio si avrebbe se pur erogando la stessa energia, potesse fornire una tensione di uscita maggiore ad una intensità proporzionalmente minore.

Questo problema si risolve con l'applicazione fra il ricevitore e l'ingresso (*E*) dell'amplificatore a valvola di un « *trasformatore* » elevatore di tensione.

Descrizione ed uso del trasformatore di ingresso.

L'uso del trasformatore in genere si giustifica quando si deve trasformare una corrente di poca tensione e molta intensità in una corrente di molta tensione e poca intensità o viceversa. In ogni caso non bisogna però perdere di vista il fatto che la potenza (ossia il prodotto della tensione per l'intensità) all'uscita del trasformatore è pressochè uguale a quella della corrente applicata all'ingresso.

In realtà essa è un poco minore a causa delle perdite che hanno luogo durante la trasformazione.

In un trasformatore si notano almeno due avvolgimenti di filo

di rame, in uno viene mandata la corrente da trasformare ed è detto *primario;* dall'altro si ricava la corrente trasformata ed è detto *secondario.*

Il trasformatore funziona nel modo seguente:

La corrente alternata da trasformare percorrendo l'avvolgimento primario fa sì che nell'interno di questo si formi un campo magnetico (come abbiamo detto a pag 103) che in questo caso è pure alternato.

Il campo alternato, che è campo variabile per eccellenza, induce a sua volta nelle spire una f. e.m. della stessa frequenza. Questo secondo fenomeno si compie tanto sulle spire dell'avvolgimento primario (f.e.m. di autoinduzione: v. pag. 103) che sulle spire del secondario.

La f.e.m. totale che si riscontra agli estremi di tutto l'avvolgimento è data dalla somma delle f.e.m. fornite da ciascuna spira, da ciò è intuitivo che maggiore sarà il numero delle spire del secondario e più alta sarà la f.e.m. che si forma ai suoi capi.

Evidentemente se il secondario ha numero di spire doppio, triplo ecc. del perimario la f.e.m. che si forma ai suoi capi è doppia, tripla ecc. di quella che si forma ai capi del primario.

Che cosa avviene della f.e.m. che si forma ai capi del primario? Questa f.e.m. è quella che si oppone alla corrente applicata (ossia è la f.e.m. d'autoinduzione a cui si è accennato a pag. 103) e fa' sì che quando la tensione di quest'ultima la eguaglia si verifichi la condizione di equilibrio fra l'energia fornita al trasformatore e l'energia erogata (comprendendo in questa anche le perdite).

Per questa ragione si può ritenere che la f.em. che si induce sul primario coincida con la tensione applicata e quindi si può attribuire al rapporto fra f.e.m. indotta sul secondario e quella indotta sul primario lo stesso valore del rapporto fra la tensione ricavata dal secondario e tensione applicata al primario.

A questo rapporto, che coincide con il rapporto fra spire secondarie e le spire primarie si dà il nome di *rapporto di trasformazione.*

Nel caso in oggetto, la corrente da trasformare è corrente di bassa frequenza e precisamente di frequenza acustica, dovendo le impedenze degli avvolgimenti essere dello stesso ordine delle impedenze dei circuiti su cui vanno inseriti, sarà necessario tenere valori piuttosto forti di induttanza. Per questo motivo gli avvolgimenti saranno costituiti da un numero piuttosto rilevante di spire e nel loro interno sarà posto un nuclea di ferro. Affinchè le perdite nel nucleo siano minime è necessario che questo sia costituito da lamelle sottili di ferro dolce al silicio isolate l'una dall'altra.

Forniamo qui di seguito i dati per la realizzazione di un trasformatore di bassa frequenza adatto per accoppiare un ricevitore a cristallo come quello descritto con un amplificatore a valvola di cui è stata anche data la descrizione.

Nucleo. lamelle di ferro al silicio.

Sezione della colonne centrale cm² 3 circa.

Avvolgimento primario:

Spire 1500 filo 0,08 mm. smaltato.

Avvolgimento secondario:

Spire 12.000 filo 0,06 mm. smaltato.

Il secondario è avvolto sopra al primario, isolato da questo con uno strato di tela sterlingata. Entrambi gli avvolgimenti sono costituiti da strati di 1000 spire ciascuno separati l'uno dall'altro con sottile carta paraffinata. Il rapporto di trasformazione è evidentemente $K = 12000 : 1500 = 8$ e tale è anche il rapporto fra le tensioni secondaria e primaria.

Nel nostro caso se la tensione fornita da ricevitore a cristallo era di 1 volt, ai capi del secondario si troveranno ben 8 volt. Va però notato che la intensità di corrente che era nel primario di 0,0002 Ampère diviene sul secondario un ottavo di tale valore ossia 0,000025 A. Questo fatto però non ci preoccupa in quanto l'applicazione del trasformatore la si era fatta appunto perchè per pilotare la valvola era necessaria una intensità trascurabile mentre era opportuna la massima tensione alternata possibile.

Fig. 3

Ricevitore a cristallo con amplificatore.

Lo schema complessivo del ricevitore a cristallo con l'applicazione dell'amplificatore a valvola è dato in fig. 3.

Lo schema del ricevitore a cristallo era già noto dalla fig. 1 di pag. 228, quello dell'amplificatore a valvola è stato indicato in fig. 1. Il circuito di fig. 3 non è che il risultato dell'unione dei due effettuata mediante il trasformatore di bassa frequenza. Dalla stessa fig. 3 si vede come venga indicato schematicamente il trasformatore di bassa frequenza ossia mediante due avvolgimenti e un nucleo. In realtà i due avvolgimenti sono sovrapposti ed il nucleo, interno al primario, non è costituito da sbarre rettilinee ma da lamelle a « circuito magnetico chiuso ». Con le indicazione 1 e 8 si intendono rispettivamente il primario ed il secondario e si fa conoscere in pari tempo il rapporto di trasformazione.

Nella fig. 3 si nota però anche un dettaglio nell'amplificatore a valvola che lo rende diverso da quello indicato in fig. 1. Si tratta del mondo con cui viene accesa la valvola, infatti qui l'accensione non viene più effettuata con batteria di accumulatori ma con un trasformatore da campanelli da 10 watt.

Questo tipo di trasformatore è molto diffuso e quindi facilmente reperibile; esso si alimenta con la tensione di rete (125 o 160 volt) ed ha un secondario che presenta tre morsetti. Fra il morsetto centrale ed uno dei laterali si trova una tensione di 6 volt, fra lo stesso morsetto e l'altro laterale si trovano 4 volt.

Bisogna però tenere presente che non tutti i trasformatori da campanelli hanno queste caratteristiche del secondario, in caso diverso si vedrà di adattare il trasformatore alla valvola in modo che la tensione presente ai capi del filamento di questa coincida col valore indicato per il tipo di valvola in oggetto.

Per chi voglia realizzare l'apparecchio qui descritto si può indicare come valvola adatta la 76. Tale valvola è un triodo con accensione a 6.3 volt, a riscaldamento indiretto, la disposizione dei piedini rispetto agli elettrodi coincide con quella indicata in fig. 2. Non ha molta importanza che la valvola sia accesa con i 6,3 volt prescritti o con soli 6 volt.

Molti altri tipi di valvola potrebbero essere usati allo stesso scopo, ma date le diversità di caratteristiche e di collegamenti omettiamo di prendere in considerazione il grande numero di casi a cui essi darebbero luogo.

Quando la tensione necessaria per l'alimentazione del filamento della valvola è minore di quella che il trasformatore fornisce (minore di pochi volt), si può adattare il trasformatore alla valvola interponendo in circuito una resistenza.

A tale riguardo avvertiamo che se V è la differenza fra la tensione fornita dal trasformatore e quella necessaria per accendere la valvola ed I è la intensità di corrente necessaria per accenderla (nel caso della 76 il valore di I è di 0,3 ampere), il valore che deve avere la resistenza da inserire in circuito è data da:

$$R = \frac{V}{I}$$

Nel caso che il trasformatore eroghi 7,5 volt in luogo di 6,3 come necessita per la 76, la resistenza da disporre in circuito sarà:

$$R = \frac{7,5 - 6,3}{0,3} = \frac{1,2}{0,3} = 4 \text{ ohm.}$$

Tale resistenza potrà essere costituita ad esempio da m. 9 di filo di rame da 0,2 mm. (netti).

Il problema della alimentazione anodica non è privo di difficoltà, infatti la costituzione di una batteria di pile di 200 volt è una impresa costosa ed offre possibilità di durata assai ridotte. Per questa ragione verrà data la descrizione di un piccolo alimentatore anodico adatto a sostituire la batteria di pile nel complesso precedentemente descritto.

Prova di funzionamento dell'amplicatore

Bisognerà anzitutto accertarsi dell'accensione della valvola, questa è quasi sempre visibile e si rileva dall'arrossamento del catodo particolarmente visibile alle estremità.

Inserendo e disinserendo la cuffia nel circuito si dovranno percepire rumori secchi che testimonieranno che la corrente anodica scorre regolarmente.

Appoggiando un dito ad un collegamento che parta dalla griglia pilota si dovrà percepire un ronzio caratteristico. Questo ronzio è dovuto alle correnti di dispersione provenienti dalla rete attraverso al trasformatore di accensione.

Battendo leggermente con un dito sopra al bulbo della valvola si dovrà percepire nella cuffia un suono detto per similitudine « suono di campana ».

Se si ha disposizione una seconda cuffia si potrà fare un'altra prova per accertarsi del funzionamento dell'amplificatore, basterà cioè collegare la detta cuffia all'ingresso dell'amplificatore, al posto del secondario del trasformatore d'ingresso.

Parlando in tale cuffia si dovrà sentire nella cuffia che si trova inserita all'uscita dell'amplificatore (ossia nella sua posizione normale) la voce amplificata.

Effettuate queste prove si è certi che, collegando il ricevitore a cristallo (dopo essersi accertati che questo è in funzionamento) mediante il trasformatore di ingresso all'amplificatore, il complesso funzionerà regolarmente.

Se i due trasformatori, ossia quello di ingresso e quello di accensione sono situati troppo vicini fra loro può darsi che la ricezione sia turbata da un noioso e persistente ronzìo simile a quello che si percepisce toccando la griglia con un dito. Si tratta in questo caso del campo magnetico disperso in aria a cui il trasformatore di accensione da' luogo. Tale campo viene ad investire il trasformatore di ingresso influenzandone il nucleo e producendo correnti indotte alla frequenza della corrente di rete.

Questo inconveniente si elimina allontanando i due trasformatori oppure girando l'uno rispetto all'altro in modo che il flusso magnetico influenzante pur investendo il nucleo del trasformatore d'ingresso non possa indurre tensioni parassite ai capi del secondario.

UNI - Vol. VI - N. 6
Giugno 1942-XX

Unificazione nel campo della radiofonia - Sottocommissione per la radio della della Commissione tecnica foto-cine-radio (Riunione del 2 giugno 1942-XX; Presidenza - Col. Dott. Ing. A. Ciaccia).

Si sono esaminati, nella riunione, gli argomenti non trattati per mancanza di tempo, nella precedente riunione.

Sui condensatori variabili per radioricevitori si è esaminato lo studio preliminare elaborato dal Dr. Ing. Mario Mariani della S.S. R. Ducati.

Tenuta particolarmente presente l'unificazione tedesca, si è concluso che mentre i radioricevitori professionali devono essere dotati di condensatori variabili delle più svariate caratteristiche e spesso appositamente studiati per il singolo caso, le esigenze della costruzione dei radioricevitori per usi civili potrebbero essere soddisfatte da 4 tipi fondamentali di condensatori variabili, di cui 2 a due sezioni e 2 a tre sezioni. Tutti questi condensatori dovranno consentire una variazione di capacità di 500 pF sulla sezione antenna.

Per i particolari costruttivi si sono fissati il diametro e la lunghezza dell'alberello di comando. I particolari inerenti al fissaggio dei condensatori al telaio degli apparecchi formeranno oggetto, da parte dei tecnici delle Ditte costruttrici di condensatori, di apposito studio in dipendenza delle caratteristiche fondamentali stabilite per i medesimi (capacità, numero delle sezioni e relativa spaziatura).

Sull'unificazione dei fili nudi di rame trafilati di precisione, che costituisce la base fondamentale dell'unificazione dei vari tipi e conduttori da impiegare per la costruzione di apparecchiature radio è stata esaminata una proposta, elaborata dal Dr. Ing. Guglielmo Sella, per la quale la serie dei diametri è stata desunta da numeri normali di Renard della serie R_{10}, R_{20} e R_{40}. La serie è tale che con meno elementi di quelli che figurano nelle serie di altre unificazioni estere vengono soddisfatte tutte le esigenze inerenti alla costruzione di apparecchi radio e sopratutto con le tolleranze stabilite, una razionale distribuzione dei valori della resistenza per metro lineare.

Questa proposta potrà essere riesaminata da altri organi tecnici dell'UNI in vista di applicazione alle costruzioni elettriche in generale.

E' stato anche esaminato uno schema di progetto per l'unificazione dei rocchetti per la fornitura di fili di rame nudi o isolati.

Particolari cinematografici: 1° gruppo - Sottocommissione per la cinematografia della Commissione tecnica foto-cine-radio (Riunione del 5 giugno 1942-XX; Presidenza: Prof. Dott. Ing. F. Mauro).

Si sono esaminati e discussi i risultati dell'inchiesta pubblica compiuta sui progetti di unificazione di un primo gruppo di particolari cinematografici, pubblicati coll'opuscolo UNI 0353.

In relazione alle osservazioni ed alle proposte avanzate dai partecipanti all'inchiesta sono state date le seguenti direttive per la rielaborazione dei progetti:

a) per i film negativi con larghezza di 35 mm. saranno ammessi due sistemi di perforazione, tanto quello secondo le norme ISA, comune anche ai film positivi, come quello differenziato con fori di forma e dimensioni secondo le unificazioni vigenti in America ed in Germania;

b) non verrà indicato un valore minimo per lo spessore dei film, mentre per lo spessore massimo resta confermato il valore indicato nei progetti;

c) non saranno date indicazioni circa l'altezza del segmento lettore della colonna sonora;

d) oltre ad alcuni perfezionamenti di carattere non sostanziale, per quanto riguarda la serie delle grandezze delle bobine per proiettori è stato deciso che oltre alla bobina con capacità di 600 m. di film, da considerarsi di uso normale, possano essere considerate anche bobine con capacità maggiore da impiegare in via eccezionale in quelle installazioni provvisorie o trasportabili nelle quali non si possa disporre che di un solo proiettore.

Si è poi espresso il voto che l'eventuale emanazione del decreto di osservanza obbligatoria venga differita, in modo da avere un conveniente periodo di applicazione dell'unificazione prima di conferire alla medesima carattere di obbligatorietà.

La responsabilità tecnico-scientifica dei lavori firmati, pubblicati nella rivista, spetta ai rispettivi autori.

Ricordare che per ogni cambiamento di indirizzo, occorre inviare all'Amministrazione lire Una in francobolli.

S. A. ED. « IL ROSTRO »
Via Senato, 24 - Milano
ITALO PAGLICCI, direttore responsabile

LA STAMPA MODERNA - Via Reina N. 5 - MILANO

PICCOLI ANNUNCI

Lire 1,— alla parola; minimo 10 parole per comunicazioni di carattere privato. Per gli annunci di carattere commerciale, il prezzo unitario per parola è triplo.

I « piccoli annunzi » debbono essere pagati anticipatamente all'Amministrazione de l'« Antenna ».
Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di 12 parole all'anno (di carattere privato).